Fare Elettronica

CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

FEBBRAIO
n° 248 • Anno 22
MENS

CPLD By Example
Interfaccia con display a sette segmenti

Le Wireless Lan 802.11x

La missione del satellite SSETI Express

Mikrobasic
La scheda di sviluppo EasyPIC 3

Lunga vita alle pile
Rigenerare le comuni pile a secco

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z
Operazioni matematiche con gli operazionali

Ripetitore di telecomandi IR con autoapprendimento
Descrizione del Firmware

€ 5,50

Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano. In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

Note dalla redazione

FIRMWARE!

In questi ultimi anni di lavoro in redazione, non si è parlato d'altro. L'evoluzione delle soluzioni circuitali prevedevano quasi sempre un microcontrollore, e gli articoli più richiesti dai lettori erano sempre i tutorial ed i progetti che lo utilizzavano.
Con questo in testa siamo partiti, circa un anno fa, a sondare il terreno. Diversi paesi hanno già riviste specifiche sui microcontrollori, l'Italia fa eccezione! In effetti le riviste di elettronica super-specializzata sono un rischio, ma noi della Inware Edizioni ci fidiamo solo dei nostri lettori e basiamo le nostre decisioni sui loro desideri. Ebbene, dopo aver attentamente scrutato l'orizzonte ed averne valutato gli aspetti "pratici" ci siamo decisi. Una rivista sui microcontrollori ci voleva proprio!
"Timidamente" annunciata come "Supplemento a Fare Elettronica", abbiamo deciso di spingere fino a fondo l'acceleratore ed uscire direttamente con la nuova testata mensile; mensile, avete capito bene!
Ogni mese Fare Elettronica sarà affiancata da una rivista specificatamente "Micro-oriented"; il nome non poteva che essere più azzeccato: **FIRMWARE**. È proprio il Firmware, affiancato al più noto Software e l'inflazionato Hardware ad essere sotto i riflettori. Le soluzioni tecniche, i trucchi, la formazione, la "messa a nudo" del microcontrollore è l'obiettivo della neonata rivista. Per questa nuova importante sfida abbiamo affidato il compito ad una figura di rilievo della redazione di Fare Elettronica, l'Ing. Maurizio Del Corso (che già si occupa del coordinamento tecnico di Fare Elettronica), figura che molti di voi hanno potuto apprezzare dagli interventi nel forum a dalle rubriche da lui gestite su Fare Elettronica (Praticamente, Mailbox, Notepad). Maurizio è un progettista di grande esperienza ed un autore brillante, saprà senz'altro guidare la nuova redazione ad un successo annunciato.
Molti di voi, e qui mi riferisco agli abbonati, hanno subito colto il grande "appeal" di Firmware, prenotando la propria copia quando ancora si pensava fosse un "banale" supplemento. Se posso svelarvi un dato, pensate ad oltre il cinquanta percento degli abbonati: sono tantissimi! Siete tantissimi!
Noi faremo di tutto per non deludere le vostre aspettative, sapremo seguire, attenti, le vostre indicazioni, senza lasciarci sfuggire anche le più piccole tracce per il miglioramento.

Firmware seguirà una struttura mirata a coprire tutti gli aspetti di questa affascinante materia. La sezione **INSIDE** analizzerà, ogni volta, una periferica interna di un microcontrollore, illustrandone il funzionamento e la gestione a livello di programmazione. La sezione **TECNICHE** illustrerà, dettagliatamente, le tecniche di programmazione a basso livello, utilizzate nello sviluppo di progetti impieganti microcontrollori. La sezione **TOOLS** dedicherà spazio agli strumenti di sviluppo: programmatori, debugger, compilatori, development board, eccetera. Ogni mese lo **SPECIALE** approfondirà un argomento innovativo, mettendo a disposizione tutte le informazioni necessarie per scegliere sempre il prodotto giusto per il proprio progetto. Infine, le rubriche **NEWS** e **TIPS'N TRICKS** tratteranno, rispettivamente, tutte le novità dal mondo dei microcontrollori e vari trucchi da utilizzare nella stesura del codice o nell'interfacciamento del microcontrollore con il mondo esterno.

Tutto questo fa di FIRMWARE un vero e proprio strumento di lavoro sempre aggiornato e sempre attuale. Lo potete già notare dai contenuti del primo numero (N. 1 Febbraio 2006) che trovate nelle stesse edicole dove arriva Fare Elettronica (richiedetelo al vostro edicolante).

Concludo questo mio, consentitemi, entusiasmante intervento, facendo a Maurizio i miei migliori auguri per questa nuova avventura editoriale, ed augurando a voi, cari lettori, una piacevole lettura.
Ci vediamo in edicola a Marzo con il numero 249 di Fare elettronica ed il numero 2 di Firmware.

Tiziano Galizia
t.galizia@farelettronica.com

www.farelettronica.com

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE ESECUTIVO
Tiziano Galizia

COORDINAMENTO TECNICO
Maurizio Del Corso

HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO
Giovanni Di Maria, Paolo Sancono, Enrico Raffone,
Nico Grilloni, Agostino Rolando

DIREZIONE • REDAZIONE • PUBBLICITÁ
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504755 - Fax 02.66508225
info@inwaredizioni.it - www.inwaredizioni.it
Redazione: redazione@farelettronica.com

PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE
Graficonsult - Milano

STAMPA
ROTO 2000 - Via L. da Vinci, 18/20 - 20080, Casarile (MI)

DISTRIBUZIONE
Parrini & C. S.p.a. - Viale Forlanini, 23 - 20134, Milano

UFFICIO ABBONAMENTI
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@farelettronica.com
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente
dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225

Poste Italiane S.p.a. - Spedizione in abbonamento Postale
D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.
Abbonamento per l'Italia: € 45,00
Abbonamento per l'estero: € 115,00

Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003.

Privacy - Nel caso la rivista sia pervenuta in abbonamento o in omaggio, si rende noto che i dati in nostro possesso sono impiegati nel pieno rispetto del D.Lgs. 196/2003. I dati trasmessi a mezzo cartoline o questionari presenti nella rivista, potranno venire utilizzati per indagini di mercato, proposte commerciali, o l'inoltro di altri prodotti editoriali a scopo di saggio. L'interessato potrà avvalersi dei diritti previsti dalla succitata legge. In conformità a quanto disposto dal Codice di deontologia relativo al Trattamento di dati personali art. 2, comma 2, si comunica che presso la nostra sede di Cormano Via Cadorna 27, esiste una banca dati di uso redazionale. Gli interessati potranno esercitare i diritti previsti dal D.Lgs. 196/2003 contattando il Responsabile del Trattamento Inware Edizioni Srl (info@inwaredizioni.it).

RICHIESTE DI ASSISTENZA
Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di contattare direttamente l'autore. Se questo non fosse possibile, utilizzate il modulo di contatto che trovate sul nostro sito web www.farelettronica.com.

COLLABORARE CON FARE ELETTRONICA
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Tiziano Galizia *(t.galizia@farelettronica.com)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

ELENCO INSERZIONISTI

Actronic srl . . . . **pag. 31**
V.le Lavoratori Autobinchi, 1 - Desio (MI)
Tel 0362.306902 - www.actronic.it

ARI Pompei . . . . **pag. 91**
Viala Mons. Luigi di Liecro, 9/C - 80045 Pompei (NA)
Tel 081.8599101 - www.aripompei.it

Area Rebus scrl . . . . **pag. 97**
Viale Porta Adige, 45 - 45100 Rovigo
Tel 0425.28360 - www.compendiofiere.it

Artek Electronics solution snc . . . . **pag. 23**
Piazza Pirazzoli, 2 - 40020 Sasso Morelli (BO)
Tel 0542.643192 - www.artek.it

Blu Nautilus srl . . . . **pag. 55**
Piazza Tre Martiri, 24 - 47900 Rimini
Tel 0541.53294 - www.blunautilus.it

Centro Fiera spa . . . . **pag. 75**
Via Brescia, 129 - 25018 Montichiari (BS)
Tel 030.961062 - www.centrofiera.it

Consorzio Elettrimpex . . . . **pag. 27**
Via Console Flaminio,19 - 20134 Milano
Tel 02.210111230 - www.elettrimpex.it

Dinema spa . . . . **pag. 41**
Via S. Polo, 183 - 25134 Brescia
Tel 030.2300492 - www.dinema.it

Eikon srl . . . . **pag. 99**
Via Borgognina, 6 - 61030 Lucrezia (PU)
Tel 0721.877365 - www.eikonsite.it

EVR Electronics . . . . **pag. 15**
Viale Kennedy, 96 - 20027 Rescaldina (MI)
Tel 0331.464893 - www.evr-electronics.com

Futura Elettronica snc . . . . **pag. 51-61**
Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel 0331.792287 - www.futuranet.it

Idea Elettronica . . . . **pag. 73**
Via S. Vittore 24/A - 21040 Oggiona con S.Stefano (VA)
Tel 0331.502868 - www.ideaelettronica.it

Inware srl . . . . **II-III cop.**
Via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel 02.66504794 - www.inware.it

Kevin Shurter spa . . . . **pag. 47**
Via Settembrini, 29 - 20020 Lainate (MI)
Tel 02.30465311 - www.kevin.it

Millenium Dataware . . . . **pag. 101**
Corso Repubblica, 48 - 15057 Tortona (AL)
Tel 0131.860254 - www.mdsrl.it

Netwaves . . . . **pag. 35**
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel 02.66504794 - www.netwaves.it

Pordenone Fiere spa . . . . **pag. 71**
Viale Treviso,1 - 33170 Pordenone
Tel 0434.232111 - www.fierapordenone.it

Precma srl . . . . **pag. 81**
Via Fontanino 4 - 23871 Lomagna (LC) - IT
Tel 039.5300590 - www.precma.it

RS Components spa . . . . **pag. 17-37**
Via M. V. De Vizzi, 93/95 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel 02.660581 - www.rs-components.com

Scuola Radio Elettra srl . . . . **IV cop.**
Via Biturgense, 104 - 00185 Cerbara di Città di Castello (PG)
Tel 075.862911 - www.scuolaradioelettra.it

Pratica

Lunga vita alle pile 20
di Giovanni Di Maria

Mikrobasic per PICmicro (decima parte): La scheda di sviluppo EasyPIC 3 44
di Giovanni Di Maria

Ripetitore di telecomandi IR con autoapprendimento: Descrizione del firmware 64
di Paolo Sancono

CPLD By Example (quinta parte): Interfaccia con display a sette segmenti 76
di Agostino Rolando

Teoria

Wireless Lan 802.11x (prima parte): Architettura e Livelli ISO/OSI 86
di Enrico Raffone

Biografia: Charles Babbage: 102
di Agostino Rolando

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z (undicesima parte): Operazioni matematiche con gli operazionali (parte I) 106
di Nico Grilloni

Speciale

La missione del Satellite SSETI EXPRESS 32
di Agostino Rolando

Risorse

Mailbox 6
Prima pagina 8
Notepad 14
Gli eventi di Febbraio 2006 18

Aziende citate in questo numero

Azienda	Pagina
Actronic	31
Area Rebus	97
Ari Pompei	91
Artek	23
Blu Nautilus	55
Centro Fiera	75
Compel	11
Consorzio Elettrimpex	27
Cypress Semiconductor	12
Dinema	41
Demmel Products	35
Eetools	115
Eikon	99
Elettroshop	8
ERF	109
ESA	32
Evr Electronics	15
Free2move	115
Futura Elettronica	51-61
Hamlin	12
HandyWave	115
Idea Elettronica	73
Inware srl	2-115
Netwaves	35
Labcenter Electronics	2-115
Linear Technology	10
Moschip	115
Microchip	9-44-64
Mikroelektronica	44-53-115
Millennium Dataware	101
Pordenone Fiere	71
Precma	81
RS Components	10-17-37
Sena Tecnologies	115
Sensory	115
Scuola Radio Elettra	116
Supertex	9
Weller	8
Xilinx	76

Sommario

248
Febbraio
2006

Scrivete a:
MAILBOX
REDAZIONE DI
FARE ELETTRONICA
Inware s.r.l.
Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano (MI)

Oppure inviate un'email a:
mailbox@farelettronica.com

Mailbox

*Questa rubrica ospita le richieste più interessanti pervenute dai lettori.
Per quanto possibile verrà data risposta a tutte le richieste pervenute via email.*

TENSIONI NEGATIVE

Vorrei generare una tensione negativa di -5V a partire da una batteria alcalina da 9V, per questo vi chiedo: quale circuito potrei utilizzare?

Michele Rinaldo

La soluzione al problema del lettore è riportata in figura 1. Il circuito trasforma la tensione Vcc di 9V in una Vo di -5V stabilizzata.
Lo schema è costituito principalmente da 3 blocchi: il timer 555, la sezione costituita dai diodi D1, D2 e il regolatore di tensione 79L05.
Il timer 555 è configurato come un multivibratore astabile cioè fornisce in uscita un'onda quadra il cui duty cycle può essere impostato dimensionando i resistori R1, R2.
La funzione dei diodi D1 e D2 è quella di raddrizzare l'onda quadra generata dal timer 555 per estrarne la componente negativa, infine il regolatore 79L05 stabilizza la tensione a -5V.

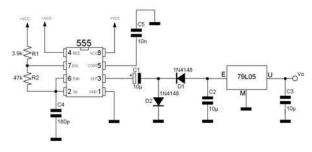



Figura 1

L'alimentazione può essere semplicemente fornita da una batteria 9V ma può estendersi anche fino a 12V.

ANTIDISTURBO PER LM35

Da una fiera dell'elettronica ho recuperato molte sonde LM35. So che possono essere impiegate per misure di temperatura, ma non conosco alcun schema circuitale applicativo. Potrei avere uno schema di riferimento?

Marco Vinci

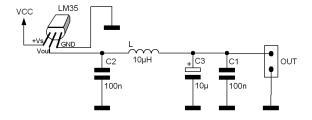



Figura 2

Le sonde LM35 possono essere impiegate per misurazioni di temperatura in gradi centigradi comprese in un range tra -55 e 150 °C.
La sonda fornisce infatti in uscita una tensione che varia di 10mV ogni grado centigrado e può operare con una tensione di alimentazione fino a 35V.
Avendo solo 3 terminali è molto semplice utilizzare l'LM35: due sono i terminali di alimentazione ed uno è il terminale di uscita su cui è presente la tensione proporzionale alla temperatura. Con riferimento alla figura 2, tutta la circuiteria presente tra la sonda e l'uscita ha l'unico scopo di preservare l'LM35 dai disturbi in radiofrequenza che possono falsare la misura della temperatura.
Ricordandoci che la variazione di un grado corrisponde ad una variazione di 10mV, con un facile calcolo, risaliremo alla temperatura. L'uscita può essere inviata all'ingresso di un convertitore AD o amplificata utilizzando un amplificatore operazionale in configurazione non invertente.

“Richieste, chiarimenti, dubbi e commenti dai lettori”

RESISTENZA SERIE PER LED

La mia domanda potrà sembrare banale ma non sono sicuro della risposta, per questo mi rivolgo a voi: a partire da una tensione alternata di 15Vac vorrei raddrizzarla con un ponte a diodi, quindi utilizzarla per accendere un LED. Come dimensionare la resistenza in serie al LED?

Giovanni Lidi

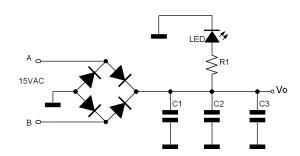



Figura 3

Lo schema di riferimento è quello di figura 3. I condensatori operano una azione di filtraggio deviando verso massa eventuali componenti ad alta frequenza. Per il dimensionamento della resistenza è necessario conoscere la tensione massima di uscita del ponte a diodi. Se la tensione alternata in ingresso è espressa in valore efficace (come solitamente avviene) allora il valore massimo (valore di picco) si ottiene moltiplicando il valore efficace per 1,41 per cui 15V di valore efficace corrispondono a 21.2V di picco. Nota la tensione di picco in uscita dal ponte, è ora possibile determinare la resistenza R1 tenendo conto che tipicamente su un diodo LED vi sono circa 1,2V quando questo è acceso e che la corrente richiesta per il corretto funzionamento è di 10mA (=0,01A). R1 è quindi data da:

$$R1=(Vo-1,2)/0,01$$

Tale formula deriva dalla legge di Ohm applicata a R1 considerando che la tensione ai capi di R1 è data dalla differenza tra Vo e la tensione sul LED.

COMPARATORE A TRANSISTOR

Per realizzare un interruttore crepuscolare utilizzando un numero minimo di componenti, avrei la necessità di disporre di un comparatore realizzato con un transistore che inneschi un relè quando la tensione di ingresso supera i 5,5V.

Graziano Zini

Il modo più semplice per ottenere un comparatore è quello di utilizzare un transistor ed un diodo zener connessi come in figura 4. Affinché il transistor entri in conduzione è necessario che tra i terminali di Base ed Emettitore (Vbe) vi siano circa 0,6V ma poiché l’emettitore è connesso al diodo zener il transistor può condurre solo quando il diodo si trova in zona zener (quindi sull’emettitore è presente la tensione di 5,1V).

In queste condizioni il transistor inizia a condurre eccitando il relè, solo quando all’ingresso viene applicata una tensione pari alla somma della tensione di zener (5,1V) e la Vbe. Il relè si eccita quindi se all’ingresso si applicano 5,7V.

Il diodo in parallelo alla bobina garantisce la continuità della corrente in quest’ultima evitando il danneggiamento del transistor in fase di commutazione.

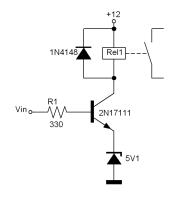
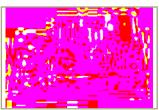



Figura 4

Rubrica di notizie e novità dal mondo dell'elettronica.

Prima pagina

SXLCD: SCHEDA PER IL CONTROLLO DI DISPLAY LCD TRAMITE LINEA SERIALE

Elettroshop presenta la nuova scheda SXLCD, in grado di controllare un display LCD, con interfaccia Hitachi 44780, utilizzando una semplice linea seriale (sia TTL che RS232). Caratteristica particolarmente interessante è la possibilità di collegare più schede SXLCD (fino a 32) su una unica linea seriale e, grazie all'indirizzamento software, poter inviare comandi indipendentemente ad ogni singola unità o a gruppi di unità.
Oltre a permettere la scrittura sul display la scheda consente anche di modulare la retroilluminazione, in modo da controllare i consumi secondo le proprie esigenze.
La scheda SXLCD utilizza un protocollo seriale con velocità a 19200 baud, 8 bit di dati, nessuna parità e 1 bit di stop.

Codice MIP 248201

DA RS NUOVI PRODOTTI WELLER PER LA SALDATURA

RS Components, società leader nella distribuzione mediante catalogo di componenti e prodotti industriali per qualsiasi settore applicativo, offre un'ampia gamma di prodotti ROHS conformi, tra cui spiccano le stazioni per la saldatura, dissaldatura e rilavorazione in grado di utilizzare leghe saldanti "Lead Free", cioè prive di piombo. Il piombo, infatti, è uno degli elementi chimici messi al bando dalle nuove direttive europee che entreranno in vigore il prossimo mese di luglio.

Stazione WD1, set WMP e punte
L'unità base WD1 è dotata di display LCD che consente di visualizzare chiaramente le informazioni e modificarle con la massima semplicità. Possono essere utilizzati 3 valori di temperatura prefissati per mezzo di pulsanti. La stazione WD1 viene fornita con cavo di alimentazione, manuale d'uso, informazioni sulla sicurezza e spinotto per equalizzazione potenziali. L'unità completa si ottiene acquistando l'unità base WD e il set WMP con supporto.

Stazione WD2, stilo saldante con supporto WSP 80
L'unità saldante WD2 è munita di due canali distinti e fa parte di una generazione di apparecchiature progettate e prodotte sia per applicazioni industriali ad alta tecnologia, sia per aree di rilavorazione e laboratori. L'accuratezza nel controllo della temperatura, l'ottimale comportamento dinamico della temperatura dell'utensile sotto stress vengono ottenute grazie a un veloce e preciso sistema di temperature predefinite.
WD2 consente di effettuare le seguenti programmazioni senza dover utilizzare alcuno strumento: calibrazione, programmazione della riduzione della temperatura (Setback), funzione di bloccaggio temperature e di collegamento ID per le applicazioni ISO. Gli utensili saldanti vengono riconosciuti automaticamente fino a 150 W di potenza, adeguando tutti i parametri di controllo. Il grande display LCD consente di vedere chiaramente le informazioni e modificarle facilmente.
È possibile estendere le funzionalità dell'unità per le applicazioni ISO con l'utilizzo di una interfaccia USB per una configurazione più precisa dei valori misurati. Può controllare contemporaneamente due stili saldanti da 80 W o un saldatore da 150 W.

Unità di controllo WD1/WD1000
L'unità di controllo WD1/WD1000 con microprocessore è uno strumento appositamente progettato per applicazioni industriali ad alta tecnolo-

gia, aree di rilavorazione e laboratori ed assicura l'ottimizzazione ed accuratezza nel mantenimento della temperatura massima. Gli utensili saldanti vengono riconosciuti automaticamente dall'unità WD1/WD1000 che adegua di conseguenza i parametri di controllo. Un grande display LCD consente di vedere chiaramente le informazioni e memorizzare a piacimento i valori di temperatura preselezionata.

È possibile compiere diverse programmazioni senza dover utilizzare alcun strumento: calibrazione programmazione della riduzione della temperatura (Setback), funzione di bloccaggio temperatura e di collegamento ID per applicazioni ISO. Il supporto antistatico è dotato di quattro differenti regolazioni.

Codice MIP 248202

DA SUPERTEX MOSFET DRIVER A 4 CANALI AD ALTE PRESTAZIONI

Supertex, ha introdotto l'MD1810 e l'MD1811, due nuovi MOSFET driver, 4 canali, ad alta velocità. Questi circuiti integrati sono progettati per pilotare mosfet a canale N- e P dove viene richiesta un'alta corrente di uscita con carico capacitivo come nelle applicazioni di acquisizioni di immagini ad ultrasuono nel campo medicale, in macchinari per test non distruttivi e prodotti che utilizzano CCD, come macchine fotografiche e scanner ad alta risoluzione.

Entrambi i circuiti sono caratterizzati da un rise and fall time di sei nanosecondi con un carico di 1000 pF (tipico in applicazioni di acquisizioni di immagini ad ultrasuono). Le uscite di entrambi i circuiti possono anche essere poste a massa, facilitando i progettisti nel pilotaggio dei mosfet. Entrambi i circuiti introducono valori di Jitter molto bassi assicurando misurazioni e immagini più chiare.

"Il vasto utilizzo di tecnologie di immagine ad ultrasuono e di altre tecnologie di acquisizioni di immagini ha alimentato la richiesta per componenti ad alte prestazioni e Supertex è leader nella progettazione e nello sviluppo di questo tipo di circuiti integrati" ha dichiarato Ahmed Masood, Direttore Marketing di Supertex. "L'MD1810 e l'MD1811 fanno parte di una famiglia di driver avanzati sviluppati per soddisfare le applicazioni più critiche."

L'MD1810 e l'MD1811 sono disponibili in package 16-lead QFN. Tutti i componenti sono Green e RoHS compliant.

Codice MIP 248203

MICROCHIP ANNUNCIA NUOVI PRODOTTI DI RICARICA IN PACKAGE SOT-23 PER BATTERIE LI-POLIMERI

Microchip annuncia l'ampliamento della sua famiglia di prodotti di power-management con il

nuovo battery charger MCP73831 – un charge-management controller totalmente integrato per celle singole Li-Ioni/Li-Polimeri. Dotato di transistor di pass, rilevamento corrente e protezioni per scarica inversa, il nuovo charger MCP73831 permette di ridurre il numero di componenti necessari per dare vita a un sistema di ricarica completo. Un'ulteriore dotazione chiave del charger MCP73831 è la sua uscita di stato, la quale permette di pilotare direttamente diodi LED mono o multi-colore.
L'accurata regolazione di tensione di pre-set (massimo fino allo 0.75 percento) permette di ottenere livelli di carica ottimali, allungando la vita utile delle batterie. Oltre a questo, la corrente di carica del dispositivo è programmabile dall'utente, consentendo di impostare livelli personalizzati per applicazioni specifiche. Il controller prevede anche delle funzioni di regolazione termica on-chip che permettono di ridurre la corrente di carica in condizioni di sovratemperatura, prevenendo il danneggiamento del dispositivo. Il charger supporta anche più tensioni regolate d'uscita, proponendosi come efficace soluzione di carica per tipi differenti di tecnologie di batterie al litio.
I package SOT-23 a 5-pin o DFN 2 mm x 3 mm a 8-pin – estremamente efficienti dal punto di vista termico – permettono di dare vita a progetti più compatti, ideali per un vasto spettro di dispositivi portatili quali cuffie Bluetooth®, riproduttori MP3 e videocamere digitali. L'efficienza termica del package DFN consente anche di raggiungere correnti di carica estremamente elevate, che arrivano a 500 mA.
Microchip offre la MCP73831EV Evaluation Board per 45 dollari: questa scheda consente di supportare lo sviluppo di applicazioni di caricabatterie basate sul dispositivo MCP73831.

Codice MIP 248204

CONFORMITÀ ROHS: PASSATO, PRESENTE E FUTURO CON RS

RS Components, società leader nella distribuzione mediante catalogo di componenti e prodotti industriali per qualsiasi settore applicativo, ha presentato due nuovi strumenti integrati che nei prossimi mesi guideranno i clienti lungo la strada che impone a tutte le aziende di conformarsi alle nuove normative europee entro il 1°luglio 2006. Si tratta della "**Guida alla Conformità RoHS**", una brochure esplicativa che chiarisce ogni dubbio sulla direttiva e sui prodotti implicati, e del "**Knowledge Centre**" interattivo, una sezione online in cui si possono trovare risposte immediate alle domande più comuni relative alla RoHS.

Prima di entrare nel merito delle due grandi novità, bisogna riassumere le varie tappe che RS ha percorso in questi anni per garantire alla propria clientela un livello di servizio altamente qualificato e un'assistenza professionale costante e sempre aggiornata nell'ambito della direttiva.
RS Components ha identificato, già a partire dal 2003, tutti i prodotti (tra gli oltre 220.000 disponibili) soggetti alla Direttiva RoHS. All'inizio del 2004 è stato creato un team dedicato alla gestione della normativa RoHS, che ha raccolto - e continua a raccogliere - le dichiarazioni di conformità di numerosi fornitori.
Oggi, a pochi mesi dall'entrata in vigore della normativa europea, RS offre alla propria clientela una serie di strumenti integrati per fare chiarezza sulle normative e per verificare immediatamente lo stato di conformità dei prodotti a catalogo. A causa della natura dinamica delle informazioni riguardanti la direttiva RoHS, RS ha fatto del proprio sito web il punto di riferimento per tutte le informazioni riguardanti la Direttiva RoHS e per conoscere in tempo reale le ultime novità in materia. Ma ancora più importante si è rivelata la scelta di creare il Knowledge Centre, una sezione dedicata all'interno del sito rswww.it, dove è possibile trovare informazioni sempre aggiornate sulla normativa RoHS, i prodotti implicati e quelli esenti e naturalmente su tutto ciò che sta facendo l'azienda in questo ambito. All'interno di questa sezione è possibile

scaricare gratuitamente la "Guida alla direttiva RoHS" e accedere alla sezione delle FAQ interattive, dove il navigatore può trovare una risposta immediata alle domande, ai dubbi e alle perplessità che potrebbe avere su tutto ciò che fa parte del pianeta RoHS.
Nei prossimi mesi, RS proseguirà lungo la strada che ha definito in questi ultimi due anni, aiutando le aziende a raggiungere la piena conformità entro il 1° luglio 2006. In questo senso, RS continuerà a mettere a disposizione la propria esperienza e il proprio know-how per fornire risposte chiare e consigli professionali sulla direttiva RoHS, aggiornando continuamente i propri tecnici ed esperti dedicati al servizio di assistenza alla clientela.

Codice MIP 248205

DRIVER LED AD ALTA POTENZA

Linear Technology Corporation presenta l'LTC3783, un convertitore multi-topologia in corrente, con dimming PWM (Pulse Width Modulation) a corrente costante per stringhe e cluster di LED ad alta potenza. Le tecniche proprietarie offrono una commutazione del carico PWM estremamente rapida, senza problemi di sottotensione o sovratensione transitorie. È possibile ottenere digitalmente rapporti di 3000:1, in quanto il dimming True Color PWM® garantisce l'integrità del colore dei LED bianchi e RGB.
L'LTC3783 consente un ulteriore rapporto di dimming di 100:1 utilizzando un controllo analogico. Questo regolatore è molto versatile e può essere usato come convertitore boost, buck, buck-boost, SEPIC, o flyback e come regolatore a corrente costante/tensione costante. Il funzionamento No RSENSE™ utilizza la resistenza on di un MOSFET per eliminare il resistore di misura della corrente, per una maggiore efficienza. Le applicazioni per l'LTC3783 comprendono array di LED ad alta tensione e con retroilluminazione, nonché regolatori di tensione in sistemi di controllo per i settori delle telecomunicazioni, automotive e industriale.
L'LTC3783 funziona con alimentatori di ingresso da 3 V a 36 V e integra la protezione da sovratensione regolando al contempo la corrente di uscita. I driver per i MOSFET di potenza e di carico sono integrati e la tensione di riferimento regolabile (da 0 V a 1,23 V) rendono questo componente particolarmente adatto alle applicazioni di illuminazione LED di alta superiore.
Un resistore imposta una frequenza operativa da 20 kHz a 1 MHz. Inoltre, per ridurre l'interferenza del rumore di commutazione, l'LTC3783 è sincronizzabile con un clock esterno. Il soft start programmabile limita la corrente di picco durante l'avviamento, impedendo picchi transitori di corrente d'ingresso.
L'LTC3783 è specificato per il funzionamento da -40ºC a 85ºC, con una temperatura di giunzione massima di 125ºC. È offerto in package DFN e TSSOP 5 mm x 4 mm a 16 pin.

Codice MIP 248206

CONNETTORI RETTANGOLARI DI POTENZA DA COMPEL

Compel Electronics S.p.A., azienda leader a livello internazionale nella progettazione e produzione di sistemi di interconnessione e cablaggi, ha sviluppato da diversi anni, oltre alla già collaudata serie di connettori rettangolari a 14-34-50-e 75 vie, corrispondenti alle norme MIL-C-2874 e 23216, alla prescrizione ENEL DV 801A, dei connettori rettangolari di potenza a 24 vie nella versione per scheda e volante, impiegati nel settore industriale e concepiti allo scopo di offrire una soluzione alle connessioni multiple, razionali e di alta affidabilità.

Questi connettori possono essere equipaggiati con contatti a crimpare torniti "size" 16, maschio o femmina, adatti per conduttori da 16 a 8 AWG da 10-20-30-40 A. La crimpatura viene eseguita con una pinza manuale semiautomatica.
La possibilità di alloggiare i contatti, sia maschio che femmina, indifferentemente nel connettore da scheda o volante, con la possibilità di disinse-

rirli, con l'ausilio di un apposito estrattore, permette la combinazione di svariate combinazioni, grazie pure alla disponibilità di scelta di accessori comprendenti cappucci a serracavo con uscita diritta o a 90°, guide di polarizzazione e viti di accoppiamento.

Codice MIP 248207

I DISPOSITIVI PSOC™ UTILIZZATI DA NINTENDO PER REALIZZARE IL NUOVO GAME BOY® MICRO

Cypress Semiconductor ha annunciato che Nintendo Co, Ltd ha adottato i dispositivi della famiglia di matrici a segnali misti PSoC™ (Programmable System-On-Chip™) per realizzare il nuovo videogioco portatile Game Boy® Micro, il più piccolo e accattivante prodotto della linea Game Boy finora realizzato. Di ridottissime dimensioni (4 x 2 x 0,7") e del peso di sole 2,8 once (pari a quello di 80 graffette), il nuovo Game Boy Micro mette a disposizione tutta la potenza dei modelli della linea Game Boy Advance e dà la possibilità agli utenti di giocare con l'intera libreria di Game Boy Advance, forte di oltre 750 titoli. Game Boy Micro è dotato di uno schermo trasparente da 2" visibile in controluce e di tasti Start/Select che luccicano con un'illuminazione a sfrondo blu tipico di parecchi telefoni cellulari.

Nintendo ha deciso di utilizzare le matrici a segnali misti PSoC di Cypress Semiconductor per questo nuovo dispositivo. La società giapponese ha impiegato i dispositivi PSoC per la gestione di molteplici funzioni di controllo del nuovo Game Boy Micro, grazie ai quali è stato possibile ridurre ingombri, tempi di progettazione e costi. Veri e propri "system on a chip", i dispositivi PSoC mettono a disposizione blocchi analogici e digitali analogici unitamente a un microcontrollore veloce a 8 bit.

I dispositivi della linea enCoRe USB sviluppati da Cypress Semiconductor dispongono di un oscillatore on chip, rendendo inutile il ricorso a un risonatore o a un quarzo esterni.

La società ha inoltre integrato altri componenti esterni presenti nelle applicazioni USB low speed tra cui resistori di pull up, circuito di wake up e regolatore a 3,3 V.

Un tale livello di integrazione si traduce in una riduzione dei tempi di sviluppo e in una diminuzione del costo del sistema complessivo. Tra le altre caratteristiche di rilievo da segnalare la presenza di una flash che permette la memorizzazione dei parametri dei sistemi wireless nonché la riprogrammabilità in-system e l'emulazione di EEPROM.

Codice MIP 248208

HAMLIN PRESENTA UN SENSORE PER APPLICAZIONI GRAVOSE

Hamlin Electronics presenta una nuova serie di sensori che sono in grado di misurare il flusso dei liquidi o la pressione, completando l'informazione con la lettura della temperatura del liquido stesso utilizzando un sistema di lettura a contatto della grandezza fisica.

Questa tecnologia si basa su un sensore a stato solido che messo a contatto con il liquido da misurare è in grado di rilevare in modo veloce e accurato le variazioni di pressione, flusso e temperatura. Una speciale protezione dell'elemento sensibile, permette l'utilizzo in condizioni altrimenti proibitive, resistendo all'aggressione e l'aggressione di elementi chimici presenti nei fluidi e a temperature elevate (125°C).

Il sensore di flusso è in gradi di rilevare flussi compresi tra 1.3 e 20 litri a minuto, mentre il sensore di pressione è in grado di misurare pressioni sino a 4Bar (58 psi) ma può resistere a sovrapressioni di 50Bar (725 psi).

Hamlin è in grado di soddisfare le richieste di prodotti standard e custom per il settore Automotive, Industriale e Consumer, garantendo un elevato standard qualitativo: tutti i prodotti standard attualmente in produzione sono omologati UL.

Per il mercato Europeo sono state studiate ampolle certificate per funzionare sino a 265Vac con potenze da 10W, 20W, 50W e 100W ed è iniziata la produzione di modelli per montaggio in SMD.

Recentemente Hamlin ha introdotto la tecnologia Hall nei propri sensori per soddisfare le richieste di applicazioni che richiedono velocità di sensing e precisione elevata.

Codice MIP 248209

Dal blocco note di Fare Elettronica una raccolta di idee da tenere sempre a portata di mano.

Notepad

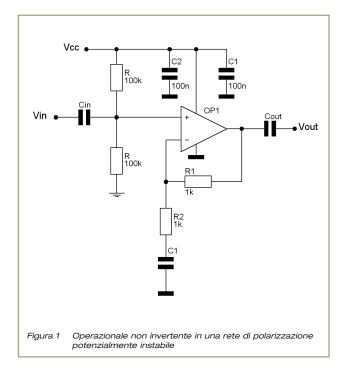
Questa rubrica ha lo scopo di fornire degli schemi applicativi o idee di progetto dei componenti elettronici più interessanti, selezionati per voi dalla redazione. Tutti gli schemi presentati sono elaborazioni di quelli ufficiali proposti dai produttori nella documentazione ufficiale.

POLARIZZAZIONE E DISACCOPPIAMENTO DI OPERAZIONALI AD ALIMENTAZIONE SINGOLA

Problemi nella polarizzazione

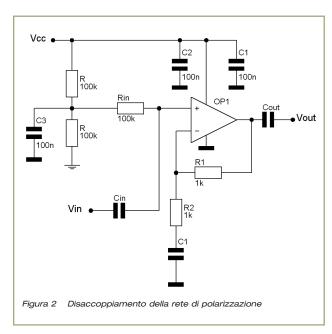
Le applicazioni con operazionali ad alimentazione singola presentano dei problemi primo tra tutti il fatto di dover polarizzare l'ingresso dell'operazionale in modo da ottenere in uscita circa la metà della tensione di alimentazione in modo da consentire la massima escursione di segnale. In figura 1 è riportato uno schema di amplificatore operazionale in configurazione non invertente con accoppiamento in corrente alternata. Le resistenze R portano all'ingresso non invertente una tensione pari a Vcc/2 che trasla verso l'alto l'uscita, ma che non viene trasmessa a Vin grazie alla presenza di Cin.

Il circuito di figura 1 può però presentare dei problemi. Il primo è relativo al PSR (Power Supply Rejection) ovvero la capacità di tollerare variazioni della tensione di alimentazione. In questa soluzione si nota infatti che una variazione della tensione di alimentazione comporta

Figura 1 Operazionale non invertente in una rete di polarizzazione potenzialmente instabile

direttamente una variazione della tensione continua all'ingresso non invertente quindi una variazione dell'uscita. Poiché il partitore è costituito da due resistenze uguali, la variazione di 1V sull'alimentazione comporta una variazione di 0,5V sul terminale non invertente, il che significa che il PSR è di soli 6dB. L'instabilità del circuito si verifica, invece, nel caso in cui l'operazionale deve erogare forti correnti sul carico: in questa situazione è possibile che si inneschino dei ritorni di corrente attraverso la massa del partitore di polarizzazione.

Disaccoppiamento della rete di polarizzazione

Un possibile metodo di disaccoppiamento della rete di polarizzazione dalla tensione di alimentazione è riportato in figura 2. Il punto mediano del partitore viene in questo caso posto a massa tramite C3 e questo accorgimento aumenta significativamente il valore del PSR per variazioni in corrente alternata. La presenza di Rin garantisce una impedenza dinamica sufficiente-

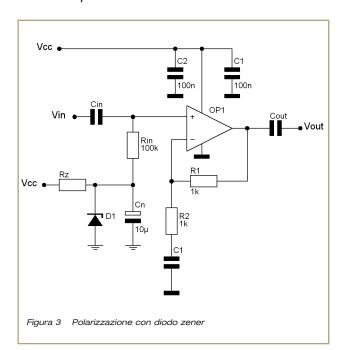
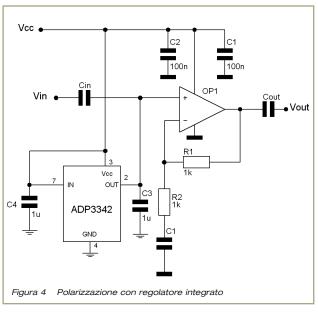
Figura 2 Disaccoppiamento della rete di polarizzazione

mente elevata.
Con i valori indicati in figura 2, la rete di polarizzazione ha una frequenza di taglio di circa 30Hz il che significa che vengono reiettati tutti i disturbi eventualmente presenti sulla linea di alimentazione ed aventi frequenza superiore ai 30Hz. Per migliorare le prestazioni è possibile aumentare ulteriormente il valore di C3 ed è buona norma posizionare il polo di C3 ad una decade prima di quello di C1 e Cin.
Non si deve poi trascurare il fatto che il sistema ha un guadagno anche per la componente continua il che obbliga a considerare anche l'effetto della corrente di polarizzazione dell'operazionale (la corrente di ingresso al terminale non invertente). Per avere un giusto compromesso tra l'errore dovuto alla corrente di polarizzazione e l'assorbimento di corrente da parte dell'intero sistema, si consiglia di utilizzare per R i valori di 100KΩ per alimentazioni si 12-15V, 42KΩ per alimentazioni di 5V e 27KΩ per alimentazioni di 3,3V.

Polarizzazione con diodo zener

Anziché utilizzare un partitore resistivo per la polarizzazione dell'ingresso, è possibile impiegare un diodo zener utilizzando lo schema di figura 3.
Lo zener viene polarizzato attraverso Rz ed il condensatore Cn costituisce una via verso

massa per eventuali disturbi generati dal diodo zener stesso. Lo zener dovrà lavorare ad una tensione prossima alla metà dell'alimentazione

Figura 3 Polarizzazione con diodo zener

Figura 4 Polarizzazione con regolatore integrato

Vcc ed è consigliato utilizzare diodi zener da 250mW che richiedono una corrente di polarizzazione dell'ordine di 5mA.
Lo svantaggio di questa soluzione è che la polarizzazione è ora fissata dalla tensione di zener per cui se la tensione di alimentazione diminuisce sensibilmente, la polarizzazione non risulta più simmetrica come invece avviene per la polarizzazione con partitore.

Polarizzazione con regolatore lineare

Nel caso in cui si utilizzino amplificatori operazionali a 3,3V non è possibile utilizzare un diodo zener per la polarizzazione in quanto difficilmente si trovano diodi zener aventi tensioni di lavoro al di sotto dei 2,4V.
In questo caso è utile la soluzione di figura 4 in cui la polarizzazione viene fatta mediante un regolatore di tensione lineare.
Nell'esempio è stato utilizzato un ADP3342 che consente di avere una uscita altamente stabile di 1,2V. Rispetto alla soluzione impiegante lo zener il circuito di figura 4 è sicuramente meno economico, ma garantisce una più alta stabilità, minore livello di rumore e bassa deriva termica.

1,2V LOW DROPOUT

Ecco come ottenere una tensione stabilizzata utilizzando un numero minimo di componenti. La soluzione proposta impiega un regolatore integrato ADP3342 della Analog Devices. Il componente può lavorare con tensioni di ingresso comprese tra 1,7V e 6V e tensioni di alimentazione comprese tra 2,8V e 6V. La tensione di uscita è regolata a 1,2V con una tolleranza del 5%. In figura 5 lo schema applicativo ed il pinout.

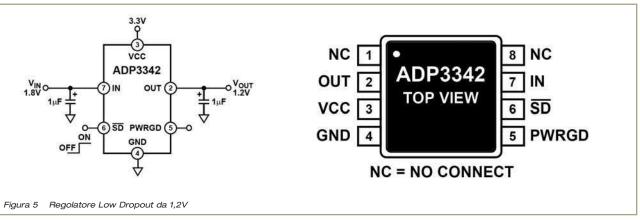



Figura 5 Regolatore Low Dropout da 1,2V

Rubrica di appuntamenti, manifestazioni ed eventi nel mondo dell'elettronica

Gli eventi di FEBBRAIO 2006

04-05 FEBBRAIO 2006
EXPO ELETTRONICA

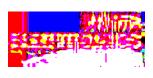
Nuovo appuntamento per Expo Elettronica® che a febbraio radunerà oltre 130 espositori specializzati nella vendita di "pura" elettronica, provenienti da tutta Italia. In fiera si troveranno prodotti nuovi, ma anche provenienti da stock o usati, a prezzi decisamente vantaggiosi. Altrettanto ricche sono le proposte di: telefonia, antenne e decoder per la tv digitale, lettori dvd, hi-fi, video proiettori, videogiochi, gadget, curiosità e piccoli elettrodomestici. Expo Elettronica sarà anche un momento di incontro, infatti, l'associazione RiminiLug sarà presente con un punto informativo e di prova del sistema operativo GNU/Linux. Inoltre, nell'area ribattezzata RadioExpò, i radioamatori troveranno alcuni tra i più importanti produttori, importatori e rivenditori di apparecchi, strumentazioni, antenne accessori, pubblicazioni tecniche e mappe per l'utilizzo radioamatoriale e professionale.
Informazioni utili:
Palacongressi della Riviera di Rimini – RIMINI
Organizzazione Blu Nautilus
www.blunautilus.it - Tel. 0541.53294
Orario dalle 9:00 alle 18:00
€ 7,00 ridotto € 6,00

Codice MIP 248301

11-12 FEBBRAIO 2006
RADIO ELETTRA

Mostra mercato dedicata all'elettronica, computer, radiantismo e radio d'epoca. I settori merceologici trattati sono: Radio ricetrasmittenti, Computer, Elettronica, Componentistica, Elettronica surplus, Telefonia, Televideosat, Installazioni Hi-Fi car, Attrezzi e materiali di consumo settore hobbistica, Editoria specializzata, Radio private.
Informazioni utili:
Ferrara Fiere Congressi – FERRARA
Organizzazione P.F. Promozioni Fieristiche
www.natalissimo.com - Tel. 051-557730
Orario dalle 9:00 alle 18:00

Codice MIP 248302

15-16 FEBBRAIO 2006
ROMA ELECTRONICS FORUM

Forum convegno di elettronica industriale. Due giorni completamente dedicati alle imprese, ai tecnici, ai progettisti, ai professionisti e agli operatori del Centro Sud. Due giorni di sessioni, presentazioni, aggiornamenti intervallati da pause d'incontro e relazione tra tutti i partecipanti della Community. **Roma Electronics Forum** prevede un'area espositiva in cui le maggiori imprese di componentistica elettronica, strumentazione e attrezzature per la produzione, propongono le ultime novità del settore e, si completa con la parte convegnistica dedicata all'approfondimento delle tematiche più attuali.
Informazioni utili:
c/o Hotel Duca d'Este
Via Tiburtina, 330 – Tivoli Terme (Roma)
Organizzazione Consorzio Tecnoimprese
www.fortronic.it - Tel. 02.210111230
Orario dalle 9:00 alle 18:30
Ingresso gratuito previa registrazione

Codice MIP 248302

18-19 FEBBRAIO 2006
27ª MOSTRA REGIONALE DELL'ELETTRONICA

Mostra mercato che tratta i seguenti settori merceologici: componentistica, computer, hi-fi car, telefonia, radiantismo CB e OM, videoregistrazione. All'interno dei padiglioni della mostra si svolgerà, contemporaneamente, il mercatino delle pulci radioamatoriali.
Informazioni utili:
Centro Fieristico Scandiano – SCANDIANO (RE)

Sei l'organizzatore di una manifestazione del settore?
Registrala all'indirizzo **www.farelettronica.com/eventi**
e sarà pubblicata gratuitamente in questo spazio!

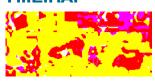
Organizzazione Comune di Scandiano
www.fierascandiano.it - Tel. 0522.857436
Orario dalle 9:00 alle 18:00
€ 7,00 - ridotto € 4,00 – (gratuito per i ragazzi al di sotto dei 12 anni)

Codice MIP 248303

25-26 FEBBRAIO 2006 MOSTRA MERCATO NAZIONALE

Mostra mercato Nazionale dedicata ai seguenti settori merceologici: radiantistica, elettronica, informatica, editoria specializzata, telecomunicazioni, radio d'epoca, surplus. Contemporaneamente alla mostra si svolgeranno i seguenti convegni (presso la Casa del Pellegrino – Piazza B. Longo): Sabato 25 Febbraio ore 10:00 "Il Radioamatore e la Protezione Civile" – Domenica 26 Febbraio ore 10:00 "Assemblea generale straordinaria dell'Associazione Radioamatori italiani".
Informazioni utili:
Complesso Espositivo Area Meeting POMPEI (NA)
Organizzazione A.R.I. Sezione di Pompei
www.aripompei.it - Tel. 02.466916
Orario dalle 9:00 alle 13:30 e dalle 15:30 alle 19:30

Codice MIP 248304

25-26 FEBBRAIO 2006 F.I.E.RA.

La prima edizione della F.I.E.RA (Fiera dell'informatica, dell'elettronica e del radiantismo) di Rovigo occuperà tutto il corpo centrale dell'ex Zuccherificio di Rovigo, all'interno del quale è stata ricavata, su tre piani, una superficie da destinare ad area espositiva, pari a 3.500mq. I temi trattati nella fiera saranno: radiantismo, elettronica, informatica, editoria specializzata. Contemporaneamente alla fiera si svolgeranno le seguenti iniziative collaterali: Venerdì 14 Febbraio ore 9:00 "Workshop per le pubbliche amministrazioni: e-documents e firma digitale" (ingresso riservato agli operatori) – Sabato 25 Febbraio ore 09:30 "Conferenza-workshop: Linux e Open Source" (ingresso libero) – dalle ore 21:00 di Sabato 25 alle ore 08:00 di Domenica 26 "La lunga notte di Quake" (ingresso a pagamento su prenotazione).
Informazioni utili:
Centro Servizi Rovigo Fiere – ROVIGO
Organizzazione Area Rebus
www.arearebus.com – Tel. 0425.27401
Orario dalle 9:00 alle 18:00
€ 6,00 - ridotto € 5,00 – (scolaresche € 3,00)

Codice MIP 248305

04-05 MARZO 2006 EXPO ELETTRONICA FAENZA

Da molti anni l'elettronica è entrata a far parte del nostro quotidiano, non solo in ambito professionale ma anche fra le mura di casa: dagli elettrodomestici ai giochi dei bambini, dagli antifurto alla Tv satellitare. Expo Elettronica a Faenza è uno degli appuntamenti più noti e frequentati sia per l'elettronica di consumo sia per prodotti rivolti ad un pubblico più esperto.
Informazioni utili:
Faeza Fiere – FAENZA (RA)
Organizzazione Blu Nautilus
www.blunautilus.it - Tel. 0541.53294
Tel. 02.466916
Orario dalle 9:00 alle 18:00
€ 7,50 - ridotto € 6,50

Codice MIP 248306

Se sei un espositore e vuoi comparire gratuitamente in questo elenco, registrati all'indirizzo www.farelettronica.com/eventi

Lunga vita

Realizziamo un semplice circuito che permette di prolungare la vita utile delle comuni pile a secco, consentendone il riutilizzo più volte.

La necessità di avere a disposizione una fonte di energia elettrica esiste da sempre. Che si creda o no, le pile e le batterie, specialmente ai nostri giorni, costituiscono ormai una fonte di energia insostituibile: lampade, radioline, cellulari, orologi e molto altro ancora, sono tutti utilizzatori alimentati con pile e batterie, ricaricabili e non ricaricabili. In questo articolo ci dedicheremo proprio a queste ultime, realizzando un semplice circuito che consente di aumentarne la vita media ad un costo pressoché nullo.

LA PILA

La pila, la cui paternità si attribuisce ad Alessandro Volta nel 1800, è un generatore di energia elettrica, dovuta alle trasformazioni e alle reazioni chimiche che avvengono al suo interno. Nel corso degli anni la tecnologia ha cercato, e trovato, le soluzioni per realizzare generatori capaci di fornire la maggior quantità di corrente possibile.
Esse si dividono in due grandi categorie:

- Le pile ricaricabili
- Le pile non ricaricabili usa e getta (pile a secco)

Nelle prime, il processo chimico per cui avviene la "scarica" è completamente recuperabile, nel senso che, grazie ad un processo di erogazione di corrente inversa per un determinato periodo di tempo (la ricarica), le condizioni intrinseche della pila vengono a trovarsi esattamente come prima del suo utilizzo, ossia essa si "ricarica".
Nelle seconde invece tale processo è pressoché irrecuperabile e solitamente, dopo un utilizzo normale, essa è destinata ad essere gettata, con disprezzo, nella pattumiera.
Lo scopo del nostro progetto è proprio quello di raddoppiare la vita utile delle pile, in modo da riutilizzarle per qualche altra applicazione, prima di gettarle definitivamente.

GLI UTILIZZATORI

Come detto prima, le pile sono utilizzate nella stragrande maggioranza per alimentare vari tipi di utilizzatori, per lo più portatili. Se consideriamo l'aspetto dell'assorbimento di corrente, esistono diversi tipi di utilizzatori:

- Utilizzatori che assorbono una corrente quasi nulla, come ad esempio gli orologi portatili, le calcolatrici LCD o il tampone delle piastre

Storia della Pila

Uno dei primi modelli di pila fu inventato nel 1800 da Alessandro Volta. Era appunto costituita da una "pila" di dischi alternati di rame, zinco e panno imbevuto di acido, che garantiva una differenza di potenziale elevata.
Nel 1836 venne messa a punto, dal chimico James Daniell, la famosa pila omonima, che conteneva due elettroliti.
Finalmente, nel 1866, il chimico francese Georges Leclanché ideò un tipo di generatore il cui elettrolita non era liquido ma gelatinoso: nacque la pila a secco.

alle pile

di Giovanni Di Maria

madri, la cui autonomia può addirittura arrivare a molti anni.
- Utilizzatori che assorbono una corrente media, come ad esempio radio e lampadine tascabili.
- Utilizzatori che assorbono una corrente elevata, come ad esempio motori elettrici, trenini, giocattoli motorizzati, televisori portatili e fotocamere digitali.

Per le prime due categorie, lo stato delle pile potrebbe anche non essere ottimale, in quanto questi tipi di carichi si "accontentano" di una modesta corrente, per cui le stesse pile funzionerebbero anche in condizioni di "non perfetta forma".
Per gli altri invece occorre che i generatori siano sempre al massimo della loro vitalità, pena il non funzionamento, anche con un livello di carica soddisfacente.
Infatti capita sovente che, specialmente per le fotocamere digitali, le pile non riescano ad azionare il carico, sebbene esse siano ancora del tutto efficienti. Questo perché l'utilizzatore ha bisogno di alta corrente e tensione massima.

La scarica

Una pila è fondamentalmente composta da due elettrodi (uno positivo e uno negativo) di diversa natura, immersi in un elettrolita (vedi figura 1). Nelle pile zinco-carbone lo zinco rappresenta l'elettrodo negativo mentre il carbone quello positivo.
Durante il normale funzionamento, ossia quando viene somministrata la corrente all'utilizzatore, avviene un passaggio di elettroni dal polo negativo al polo positivo, attraverso il carico. Tale movimento provoca lentamente, ed inesorabilmente, la corrosione dello zinco, sino al punto che esso non è più capace di espletare le sue normali funzioni di elettrodo; la pila quindi non fornisce più corrente.
Attraverso il nostro circuito (che naturalmente non può fare miracoli), alcune sostanze, che normalmente si depositano sull'elettrodo negativo, vengono rimosse, ristabilizzando parzialmente la situazione originaria.
Naturalmente questo processo di ringiovanimento non può essere portato avanti all'infinito, in quanto esiste un punto oltre il quale la pila non può essere più rigenerata e occorre stavolta gettarla negli appositi contenitori per lo smaltimento dei rifiuti tossici (vedi figura 12).

COME AVVIENE IL RECUPERO

Non possiamo parlare certamente di processo di ricarica della pila, in quanto gli stessi elettrodi, durante il suo normale funzionamento, subiscono un processo definitivo di decadimento. Il nostro metodo è più quello di una rigenerazione, ossia di una sorta di "pulizia" interna degli elettrodi che ne aumenta la durata.
Il metodo consiste nel far scorrere, all'interno della nostra pila, una debole corrente, per favorirne appunto tale processo. Tale corrente è fatta scorrere nel verso opposto a quello nella normale fornitura della pila. Il circuito provvede a fornire una debole corrente, ma con andamento estremamente costante, proprio per compensare le eventuali mutazioni interne che

Figura 1 Modello teorico della pila

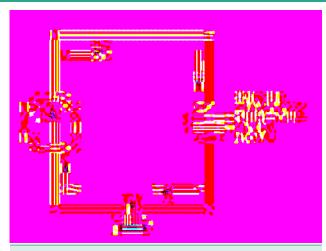



Figura 2 flusso della corrente di rigenerazione

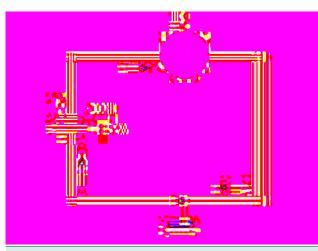



Figura 3 Il flusso della corrente durante il normale utilizzo

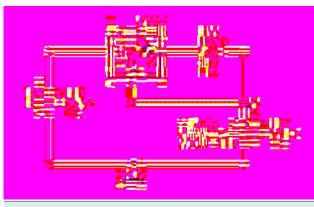



Figura 4 Schema di principio

la pila può subire durante il processo di rigenerazione. In figura 2 è rappresentato il flusso della corrente durante la rigenerazione della pila, mentre in figura 3 possiamo vedere il flusso della corrente durante la fase di scarica, ossia durante il suo normale funzionamento quale generatore.

SCHEMA DI PRINCIPIO

Per "ringiovanire" le nostre pile si usa quindi un generatore di corrente costante che consente di fornire un valore di corrente sempre regolare, qualsiasi sia il carico ad esso applicato. In figura 4 è illustrato uno stralcio dello schema completo, che ci permette di capire il suo funzionamento. V1 rappresenta il generatore della tensione di funzionamento dell'intero circuito. V2 è invece la pila che si vuol rigenerare. Tale circuito costituisce un valido generatore di corrente costante.

IL 7805

Il 7805 è uno stabilizzatore di tensione molto usato, che permette di ottenere in uscita la tensione di 5 Volt, a fronte di una qualsiasi tensione d'ingresso (naturalmente nei limiti) e a patto che quest'ultima sia superiore ad almeno 7 Volt.
Il cuore di questo integrato è costituito dal piedino centrale (il riferimento) che funge da punto di partenza per ottenere varie tensioni stabilizzate. La prerogativa dell'integrato è quella di fornire 5 Volt, non rispetto a massa ma rispetto a tale piedino. Per cui tra il riferimento e l'uscita esisterà sempre una D.D.P. pari a 5 Volt.
Se applichiamo al piedino di riferimento una tensione di 3 Volt, otterremo in uscita una tensione di 3 + 5 = 8 Volt, mentre se applichiamo al riferimento una tensione di 1 Volt otterremo in uscita una tensione di 1 + 5 = 6 Volt.

Come funziona

Guardando la figura 4 possiamo notare che la pila da rigenerare (nel nostro esempio da 1,5 Volt) è collegata direttamente al piedino di riferimento, per cui in uscita troveremo la tensione del riferimento aumentata di cinque volt, ossia 6,5 Volt. Ebbene, ai capi della resistenza collegata all'uscita scorrerà sempre la stessa corrente (legge di Ohm 5:680=7mA), qualunque sia il carico applicato alla stessa (nel nostro caso la pila da "curare").
Il circuito assicura il passaggio di una corrente costante pari a circa 10 mA, di cui 7 mA sono forniti direttamente dall'uscita, attraverso la resistenza, e i rimanenti 3 sono forniti dallo stesso piedino di regolazione. Tale funzionamento è

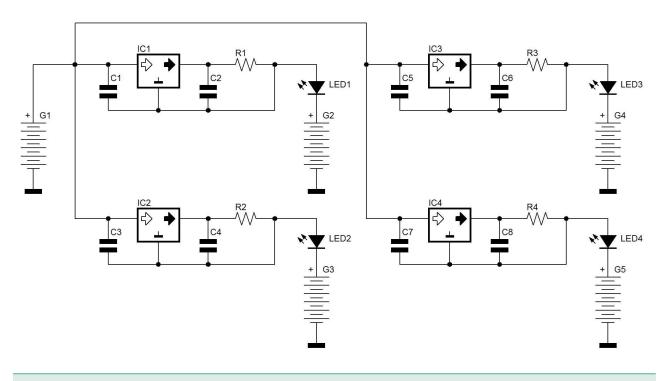



Figura 5 *Schema elettrico*

Figura 6 Tensioni di lavoro nel circuito

assimilabile ad una carica in tampone.

SCHEMA ELETTRICO

Passiamo adesso ad esaminare lo schema elettrico, visibile in figura 5. Esso risulta molto semplice, in quanto la parte relativa alla rigenerazione è stata ripetuta per quattro volte, tanti infatti sono gli stadi adibiti a tale funzione. Se le pile da rigenerare fossero di numero maggiore, basterà realizzare altri circuiti aggiuntivi.
Vediamo come funziona: l'intero circuito è alimentato dal generatore G1 da 12 Volt (o più). Attraverso i quattro regolatori 7805 (IC1, IC2, IC3 e IC4) e le quattro resistenze collegate (R1, R2, R3 e R4) viene assicurata una corrente costante di circa 10 mA alla parte successiva del circuito, come spiegato nella sezione precedente.
Tale corrente viene erogata quindi ai quattro diodi Led Rossi (Led1, Led2, Led3 e Led4), che informano della fase di rigenerazione in corso, e finalmente alle quattro pile da rigenerare (G2, G3, G4 e G5).
È importante sottolineare che non si è assolutamente obbligati ad utilizzare tutte le quattro celle contemporaneamente.
L'intero circuito assorbe corrente solo nella cella utilizzata: se si sta intervenendo su due pile, si avrà un assorbimento totale di circa 20 mA.
I condensatori collegati ad ogni regolatore, e precisamente tra ingresso e riferimento e riferimento ed uscita, hanno lo scopo di bloccare eventuali autoscillazioni che potrebbero sorgere durante il funzionamento. Sono tutti da 100 nF, ma il valore non è critico.

I diodi Led rossi come monitor

Se non colleghiamo al circuito le pile da rigenerare, nessuna corrente attraverserà la cella interessata, pertanto il relativo diodo led rosso rimarrà spento. Non appena colleghiamo una pila, si illuminerà il relativo led. Pertanto la funzione di quest'ultimo è quella di monitorare il passaggio di corrente e quindi di visualizzare l'attuale fase di rigenerazione in corso.
Ha pure la funzione di non far "tornare indietro" una porzione piccolissima di corrente, nel caso venga a mancare, la sorgente di alimentazione. In figura 6 riportiamo le tensioni di lavoro che dovrebbero localizzarsi nei punti "critici", in una realizzazione esente da errori. Tali tensioni, tuttavia, sono da considerarsi valide anche a fronte di un margine di errore del 10% (tali differenze sono dovute

Elenco componenti	
Sigla	**Valore**
R1÷R4	680 Ω 1/4 W
C1÷C8	100 nF poliestere
IC1÷IC4	7805
Led1÷Led4	Diodo led rosso
G2÷G5	Morsetto da cs
G1	Morsetto da cs

Pile e Batterie

La differenza che passa tra pila e batterie sta essenzialmente nel collegamento elettrico esistente. La **pila** è l'unità fondamentale, capace di fornire una bassa tensione elettrica (solitamente 1,2 o 1,5 o al massimo 3 Volt. Quando occorre più tensione e/o corrente, si collegano più pile tra loro, secondo una configurazione in serie o parallelo, in modo da ottenere un aumento di voltaggio o amperaggio. Il tutto viene poi sigillato in un contenitore metallico. Questa è la **batteria**.

soprattutto alle tolleranze dei componenti acquistati, come le resistenze e i diodi Led).

IL CIRCUITO STAMPATO ED IL MONTAGGIO

Occorre adesso approntare il circuito stampato. Data la sua grande semplicità, esso può essere creato tramite i trasferibili adatti per le piste o, meglio ancora, utilizzando la tecnica della fotoincisione che, sicuramente, dà i risultati migliori. Realizzato il prototipo, occorre praticare dei fori con punta di trapano da 0,8 mm oppure da 1 mm.
Si può quindi procedere alla saldatura dei componenti elettronici, iniziando naturalmente da quelli di dimensioni più ridotte, quali resistenze e condensatori, per poi passare a quelli di *profilo* maggiore, come i regolatori, i diodi led ed i morsetti. In figura 7 è riportata la traccia in dimensioni reali del circuito stampato, mentre in figura 8 la disposizione dei componenti sullo stesso.
Nel saldare i componenti, con un saldatore da 30 W, occorre fare attenzione a non surriscaldare gli stessi, in special modo gli integrati regolatori, che mal sopportano un eccesso di calore. In figura 9 si può osservare il circuito, pronto a funzionare.

Figura 7 *Traccia del circuito stampato (scala 1:1)*

Figura 8 *Disposizione dei componenti*

QUALI PILE SI POSSONO RIGENERARE

Con il dimensionamento adottato dei componenti possiamo rigenerare tutte le pile da 1,5 Volt e 3 Volt a secco non ricaricabili, sia di tipo zinco-carbone che alcaline. Naturalmente con queste ultime si hanno le maggiori probabilità di successo. Nel paragrafo seguente si vedrà in dettaglio tale procedura.
Attenzione: se si intende rigenerare le pile piatte da 4,5 Volt, occorre alzare la tensione di alimentazione ad almeno 15 Volt. Se addirittura lo

Figura 9 *Il Rigenera Pile completo*

Le pile disponibili sul mercato				
Tipo	Tensione Nominale (V)	Capacità (mAh)	Altezza (mm)	Peso (gr)
Ministilo	1,5	1100 (media)	44,5	11
Stilo	1,5	Da 1100 a 3000	50,5	22
Mezza Torcia	1,5	Da 3000 a 8000	50	60
Torcia	1,5	Da 6000 a 18000 !!!	61,5	110
Piatta	4,5	Da 2500 a 4500	67	150
Transistor	9	Da 300 a 500	48,5	40

***Tabella 1** Le proporzioni delle pile*

scopo è quello di rigenerare le batterie da 9 Volt, la tensione di alimentazione deve essere portata ad almeno 18 Volt.

Vari tipi di pile e batterie a secco

Il mercato ci mette a disposizione vari generatori di diversa "capacità" per soddisfare praticamente qualsiasi tipo di utilizzazione. Elenchiamo in tabella le varie tipologie, specificando anche la quantità approssimativa di corrente erogata, dal momento che, nelle pile usa e getta, questo dato, così importante, non viene mai indicato. I

***Figura 10** Le pile di formato più comune*

valori si riferiscono sia alle pile zinco-carbone che a quelle alcaline, e sono da considerare puramente indicativi.
In tabella 1 sono riportati gli "ingombri" e le proporzioni dei vari tipi di pile.

COME EFFETTUARE LA RIGENERAZIONE

La pila, per poter essere rigenerata, deve essere innanzi tutto in buone condizioni fisiche ed elettriche. Non deve essere in corto circuito e, soprattutto, non deve presentare spaccature e deformazioni, o fuoriuscita dell'elettrolita. La rigenerazione dipende in gran parte dalla quantità di energia che essa contiene all'inizio della cura. Se quindi una pila è completamente scarica, avremo ben poche possibilità che il processo dia risultati positivi.
Una volta scelta la pila da "rinvigorire", la si deve collegare ad uno dei morsetti del circuito,

Tempi medi per la rigenerazione delle pile e batterie			
Tipo	Tensione nominale (V)	Capacità (mAh)	Tempo rigenerazione (Giorni)
AAA - Ministilo	1,5	1100 (in media)	4
AA - Stilo	1,5	1100÷3000	4÷12
Mezza Torcia	1,5	3000÷8000	12÷30
Torcia	1,5	6000÷18000	20÷75
Piatta	4,5	2500÷4500	10÷18
Transistor	9	300÷500	1÷2

***Tabella 2** Tempo indicativo occorrente per la completa rigenerazione della pila*

ROMA ELECTRONICS forum
Codice MIP 248027

Figura 11 Il rigeneratore in funzione

Figura 12 Contenitore per la raccolta differenziata delle pile esauste

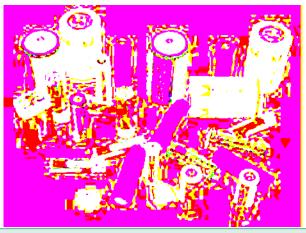



Figura 13 Vari tipi di pile

siglati con G2, G3, G4, G5. Come detto prima, non è obbligatorio utilizzare tutte le celle. Si illuminerà pertanto il relativo diodo led rosso, indicando il passaggio di corrente (circa 10 mA) e quindi il processo di rigenerazione in corso. Il tempo impiegato dipende chiaramente dalle condizioni intrinseche della pila. Si tratta, in ogni caso, di una procedura alquanto lunga: si parla addirittura di giorni. Nella tabella 2 riportiamo il tempo indicativo occorrente per la completa rigenerazione della pila.

Si tratta, come si può notare, di tempi *apparentemente proibitivi*, ma se si considera il fatto che si sta per riportare "in vita" delle pile che in realtà dovevano essere già gettate nella spazzatura, certamente il gioco ne vale la candela. Anche perché, come vedremo nel successivo paragrafo, la fase di rigenerazione è quasi completamente gratuita. Con tale metodo, la vita media di una pila, aumenta di circa 3 volte, con conseguente risparmio in termini economici ma soprattutto per quanto riguarda la salvaguardia della natura e dell'ambiente.

COME ALIMENTARE IL CIRCUITO FACCIAMO ECONOMIA

Lo scopo essenziale del nostro progetto è quello di economizzare al massimo la procedura di rigenerazione, per due motivi sostanziali:

1. Le pile oggigiorno hanno un costo relativamente elevato quindi, se si riuscisse ad utilizzarle il più possibile, se ne ricaverebbe un discreto vantaggio economico.
2. La rigenerazione potrebbe avere una spesa che, se superasse certi limiti, vanificherebbe indubbiamente i nostri sforzi, in termini economici.

Occorre quindi trovare il metodo che, a parità di energia applicata, riesca a incidere il meno possibile sul portafoglio. Scartiamo quindi a priori l'alimentazione del circuito con un normale alimentatore: qualsiasi trasformatore, anche senza carico collegato, ha un consumo di almeno 20 W, per via della sua reattanza induttiva applicata alla linea elettrica. Moltiplicando tale spesa per le numerose ore necessarie a questa fase, risulta sicuramente più conveniente l'acquisto di pile e

batterie nuove. I metodi da utilizzare potrebbero pertanto essere tre:

1. Si può adoperare un pannello solare di 12 Volt che abbia la capacità di erogare una corrente di almeno 50 mA. L'unico problema sta nel raddoppio dei tempi richiesti per la rigenerazione in quanto, come si sa, il pannello funziona solo di giorno con la luce, ma non col buio. Con tale metodo l'energia è al 100% pulita e gratuita.
2. Si può utilizzare quale generatore un grossa batteria da 12 Volt e corrente pari a 20-30 Ampere. La sua erogazione può così essere sufficiente per la rigenerazione di decine di pile. Quanto poi alla sua ricarica, il costo è alquanto modesto.
3. Infine, se si preferisce, si può installare l'intero circuito in automobile, sfruttando la sua batteria. Come si sa, essa e tenuta costantemente in carica dall'alternatore e l'energia fornita la si può considerare completamente gratuita.

RIGENERIAMO ANCHE LE PILE A BOTTONE

Ottimi risultati si ottengono rigenerando anche le famose pile a "bottone", molto usate per alimentare piccoli orologi e calcolatrici. Il loro costo, si sa, e di gran lunga superiore a quello delle normali pile usa e getta. Dal momento che, una pila a bottone, è capace di erogare, in media, 80-100 mA di corrente, è necessario abbassare anche la corrente generata dal nostro circuito, a circa 1/100 di tale valore. I migliori risultati si ottengono intervenendo sulle pile all'ossido di argento e al mercurio, che posseggono anche un tasso molto basso di auto-scarica ed hanno una valore nominale di tensione intorno a 1,55 Volt. In pratica occorre solamente collegare in serie alla pila da rigenerare, una semplice resistenza da 4,7K, in modo da limitare la corrente a circa 1 mA. Con tale metodo, queste pile si rigenerano in circa 4-5 giorni. Prestate sempre attenzione alla corretta polarità per non "azzerare" completamente l'energia immagazzinata nei generatori. Il polo positivo è costituito dalla carcassa della stessa.

Figura 14 *Una grossa batteria da 12 Volt per l'alimentazione del circuito*

SE OCCORRE RIGENERARE MOLTE PILE

Con l'utilizzo di questo circuito, non mancheranno sicuramente le richieste d'aiuto da parte di parenti e amici. Occorre pertanto predisporre la propria attrezzatura in modo adeguato da poter soddisfare le molteplici operazioni di rigenerazione da effettuare. La soluzione ovviamente consiste nel realizzare molti prototipi, a seconda del volume di lavoro si prevede, dal momento che, ogni modulo può solamente intervenire su quattro pile. Consigliamo inoltre la realizzazione di alcuni

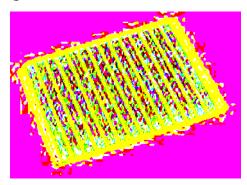



Figura 15 *Pannello solare da 12 Volt e 100 mA*

Figura 16 *Le pile a bottone*

porta pile, in legno o plastica, che consentano la comoda collocazione della pila in cura. A seconda del tipo di pile utilizzate, si dimensionerà adeguatamente la misura.
Si abbia in ogni caso l'accortezza di rendere indipendente ogni posto-pila da tutti gli altri, in modo che la corrente erogata interessi solamente un generatore per volta. In figura 17 proponiamo una possibile soluzione.

UTILIZZO ALTERNATIVO DEL PROGETTO

Dal momento che il circuito realizzato consente di erogare, per ogni pila, una corrente tipica di circa 10 mA, possiamo adoperarlo anche per un'altra importante funzione.
Ormai tutti dispongono di una foto-camera digitale, solitamente alimentata con pile ricaricabili. Ebbene, conviene sempre sottoporre le pile ad una carica molto piccola detta "di mantenimento" o anche carica in "tampone".
Con tale metodo si assicura una perfetta efficienza delle stesse, senza brutte sorprese durante l'utilizzo. Con tale circuito possiamo effettuare tranquillamente tale mantenimento, magari qualche ora prima di utilizzare la nostra foto-camera, con la sicurezza di disporre, al momento dell'uso, di pile ricaricabili sempre in perfetta forma.

RACCOMANDAZIONI

Al fine di utilizzare al meglio il circuito proposto, onde evitare possibili problemi, suggeriamo alcune semplici regole da seguire:

- Per rigenerare le pile non utilizzare MAI un normale carica batterie. Queste potrebbero addirittura esplodere.

Figura 17 La costruzione di un porta pile

- Durante il processo di rigenerazione conviene sempre tenere sotto controllo la tensione ai capi della pila. Un piccolo aumento, diciamo del 20%-30%, è del tutto normale.
- Ad ogni sezione rigenerante sottoponete solo una pila per volta, senza collegamenti in serie o parallelo tra loro.
- Ogni volta che una pila è stata rigenerata, marcatela con un piccolo segno mediante un pennarello indelebile, come mostrato in figura 18. Saprete così, in ogni momento, quante "applicazioni" ha ricevuto il vostro generatore.
- Non modificate le resistenze di limitazione per aumentare la corrente erogata e diminuire quindi i tempi necessari al processo di rigenerazione: le pile potrebbero esplodere.
- Se si nota che, durante la cura, la tensione della pila dovesse calare bruscamente, occorre immediatamente interrompere la corrente.

Bene, siamo arrivati al termine di questo articolo. Con il suo costante utilizzo potremmo risparmiare qualche spicciolo nell'acquisto delle pile a secco. Il sottoscritto utilizza già da anni questo apparecchio con molto successo.
Certamente tale progetto non realizzerà veri e propri miracoli, ma servirà a "tirare" ancora un po' la vita dei nostri amati generatori.

Figura 18 Una pila rigenerate due volte

Purtroppo il problema principale consiste nella costante presenza di auto-scarica, che tende a far diminuire l'energia contenuta nelle pile anche non utilizzandole.
Sicuri che il progetto possa esservi di spunto per conoscere ancora di più questi fantastici generatori di corrente, auguriamo a tutti una buona rigenerazione.

Codice MIP 248020

La missione del Satellite

Il lancio e la messa in orbita del satellite SSETI Express, frutto di un'ampia ed entusiastica collaborazione a tutto campo tra studenti e radioamatori di diverse nazioni europee, ha avuto luogo con pieno successo il 27 ottobre 2005 dal cosmodromo di Plesetsk, presso Mosca.

Il progetto **SSETI**, acronimo di *Student Space Exploration and Technology Initiative*, è stato concepito e supervisionato dal Dipartimento di Istruzione dell'Agenzia Spaziale Europea, il quale da tempo opera nell'ottica di stimolare e valorizzare i giovani talenti nei riguardi della tecnologia, in particolare per le applicazioni in campo spaziale. Complessivamente, hanno preso parte all'impresa 35 gruppi appartenenti a oltre 20 università di 14 paesi, per un totale di circa 400 studenti.

L'iniziativa, che fu preannunciata dall'ESA nel 2000, si articola in una serie di missioni alquanto ambiziose. La prima fase è consistita nella realizzazione del satellite SSETI Express. Tra l'altro, i tempi di realizzazione sono stati brevissimi: il lavoro è stato portato a termine in appena un anno e mezzo. Il veicolo spaziale, del peso di circa 60 Kg, è stato collocato in un'orbita a bassa quota. L'orbita è circolare, situata alla distanza di 686 Km dalla Terra e inclinata di 98 gradi rispetto all'equatore. La sua caratteristica è di essere sincrona con il Sole, nel senso che, rispetto ad esso, mantiene sempre la medesima prospettiva durante l'anno. Questo permette di avere un rapporto costante tra i periodi in cui il satellite è esposto al Sole e quelli in cui è nascosto, a vantaggio della stabilizzazione termica.

SCOPI

Lo scopo principale di SSETI Express, a parte gli intenti didattici, è di testare e caratterizzare alcuni dispositivi di nuova concezione che verranno impiegati nelle successive missioni SSETI; in particolare, il sistema di propulsione a gas freddo per il controllo dell'assetto e la fotocamera per riprendere immagini della Terra.

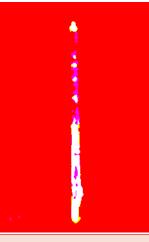



Figura 1 Il lancio di SSETI Express con il vettore Cosmos-3M

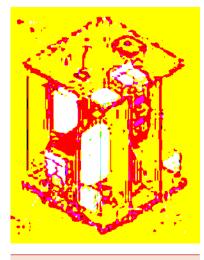



Figura 2 Il satellite SSETI Express

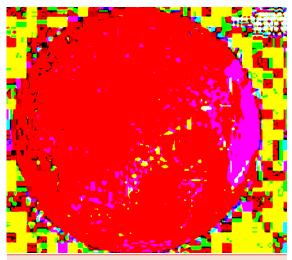



Figura 3 Posizione in orbita aggiornata sul Web in tempo reale

SSETI EXPRESS

di Agostino Rolando

Il prossimo passo consisterà nella realizzazione del satellite ESEO (**E**uropean **S**tudent **E**arth **O**rbiter), che verrà collocato in orbita geostazionaria per mezzo di un vettore ARIANE 5. La missione è pianificata per la fine del 2007 - inizi del 2008.
Tra i vari compiti, SSETI Express si occupa di inviare immagini fotografiche del nostro pianeta e funge da trasponder per comunicazioni radioamatoriali.
Un capitolo a parte riguarda i tre *picosatelliti* (di cui parleremo dopo) che SSETI Express ha portato al suo interno e ha rilasciato non appena raggiunta l'orbita definitiva.
Oltre a quelli già menzionati, tra i compiti di SSETI Express vi è quello di effettuare il downlink dei dati di telemetria di tipo generale con collegamenti a 9600 baud nella banda dei 70 cm. Inoltre, nella prima fase di vita, è stato necessario effettuare tutta una serie di misure per la verifica dei dati di missione, la posizione, ecc.. Per cui, il trasmettitore a 2.4 Ghz è stato impiegato inizialmente per trasmettere dati telemetrici a un data rate di 38400 baud e, in seguito, è stato commutato ad operare come trasponder in modo voce per il resto della missione.
La terza fase del Progetto SSETI, denominata ESMO (**E**uropean **S**tudent **M**oon **O**rbiter), è pianificata per il 2010÷2012 e consisterà in una missione di esplorazione lunare. È prevista infatti la realizzazione di un *Moon Orbiter* da collocare in orbita stabile intorno al nostro satellite e di un *Moon Lander*, che sarà in grado di scendere sul suolo lunare. Quest'ultimo includerà anche una piccola *Rover* in grado di muoversi autonomamente. Per il futuro, si è ipotizzata una prosecuzione del programma con l'invio di un veicolo spaziale verso Marte destinato ad orbitare attorno al Pianeta Rosso.

Figura 4 *Alcuni studenti durante l'allestimento del veicolo spaziale*

Figura 5 *Missioni principali relative al Progetto SSETI*

PARTECIPANTI

I partecipanti al Progetto SSETI provengono da oltre 25 tra università e istituzioni tecnologiche europee e canadesi; vi è stato anche un fondamentale contributo a cura dell'Università giapponese di Tokyo.
Nonostante le attività siano già avviate, il team del programma spaziale si è dichiarato aperto ad accogliere ulteriori collaborazioni. Il Progetto SSETI rappresenta quindi una grande opportunità di lavoro e di crescita per molti giovani negli anni a venire.

Le istituzioni che hanno preso parte alla riuscita del progetto si sono fatte carico ciascuna di una fetta di lavoro, compreso il reperimento delle relative risorse finanziarie.
Diverse sono le industrie che hanno svolto il ruolo di sponsor attivi; i

Figura 6 Foto di gruppo del team di integrazione a Noordwijk

contributi in tal senso sono stati sia in termini di know-how che di materiali e risorse finanziare.
Numerose sono state le istituzioni accademiche europee, tra cui il Politecnico di Madrid, l'Università di Monaco di Baviera, l'Università Norvegese di Scienza e Tecnologia, le Università di Liegi, Varsavia, Saragozza, Pamplona, Stoccarda, Wien, Aalborg, ecc.
Il contributo italiano ha riguardato l'Accademia di Belle Arti di Brera, l'Università di Pisa e quella di Napoli.

Figura 7a Prove in camera termica sotto vuoto

In particolare, l'Accademia di Brera ha svolto il ruolo di gestore delle "public relations" con i vari enti esterni, mentre l'Università di Pisa si sta dedicando allo studio della missione ESMO e dell'Orbiter Lunare. Infine, l'Università di Napoli ha lavorato al sistema di alimentazione elettrico di SSETI Express e di ESEO.
Il coinvolgimento dell'Agenzia Spaziale Europea nel progetto SSETI si è focalizzato nel ruolo di supervisione e di ingegneria di sistema. L'ESA è stata fondamentale nelle fasi di organizzazione dei meeting di lavoro e nella condivisione dei risultati. Inoltre, ha messo a disposizione gli spazi e le attrezzature necessari ai test di integrazione. In questo contesto, presso il Centro Tecnico ESA - ESTEC a Noordwijk (Olanda) sono state radunate e assiemate le diverse componenti del satellite e in seguito si sono effettuate le prove di verifica e qualifica (figure 7a,b,c).
L'Agenzia Spaziale ha pure coordinato le operazioni relative al lancio del razzo vettore e al controllo missione dalla stazione di terra (figura 8).

GLI SPONSOR

Come già detto, il partner principale del progetto è stata l'ESA, che è stata l'ideatrice dell'iniziativa SSETI e ha fornito le infrastrutture e le competenze di base.
Per quanto riguarda le compagnie e le organizzazioni di supporto, possiamo ricordare Air Liquide, Alcatel Spazio, EADS, AMSAT, il Centro Spaziale di Liegi, l'Ente Spaziale Svedese, l'Ente Navale Norvegese, ALTA-SPACE di Pisa per l'Italia.

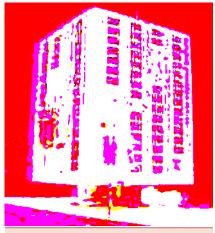



Figura 7b Misure in camera anecoica

Figura 7c Verifica del centro di massa

CONTRIBUTO DI AMSAT

I progetti che fanno capo a SSETI sono, ovviamente, mirati a valorizzare le risorse umane rappresentate dagli studenti.
Tuttavia, un notevole contributo è stato dato dai radioamatori del gruppo britannico che fa capo all'organizzazione AMSAT. Questi, in un

Figura 10 Il razzo vettore è pronto per il lancio

Figura 8 Sala di controllo della missione

Figura 9a Unità in banda S (2.4 Ghz)

Figura 9b Unità in banda S integrata sul satellite

meeting tenutosi nella sede dell'ESTEC in Olanda nel maggio 2004, manifestarono la loro intenzione di aderire al team ESA per questo progetto. Un primo contributo del gruppo radioamatoriale di AMSAT-UK è consistito nella realizzazione del trasponder, compreso il trasmettitore in banda S (figure 9a e b).
Essendo poi la sede centrale dell'ESA in Francia, Amsat-FR è stato l'intermediario ideale per gestire la parte burocratica nei confronti dell'amministrazione francese.
Un altro contributo di AMSAT è consistito nella realizzazione del transceiver a 437 Mhz. Per mantenere la compatibilità con le numerose stazioni di terra private già esistenti, le frequenze adottate sono le stesse già in uso per i satelliti amatoriali della serie OSCAR.
Nei primi due mesi dal lancio, la comunità mondiale dei radioamatori ha collaborato provvedendo a scaricare i preziosi dati telemetrici inviati dal satellite, a decodificarli e inviarli al Centro di Controllo Missione del SSETI via Internet. Questo approccio, di mettere a frutto le innumerevoli stazioni di terra amatoriali satellitari sparse per il pianeta, è stato così utile che si pensa di adottarlo anche per le future missioni.

COSTI

I costi complessivi della missione sono stati estremamente contenuti, circa 100.000 euro.
A questo ha contribuito la messa a disposizione gratuita da parte degli sponsor di gran parte dei materiali e dei dispositivi costituenti i sottosistemi del satellite. Inoltre, è da mettere in conto la volontarietà delle prestazioni da parte di studenti e radioamatori e, non ultima, la modalità di lancio con il razzo vettore; infatti, a SSETI Express in pratica è stato dato un "passaggio", insieme ad alcuni satelliti facenti parte della costellazione di *Disaster Monitoring* schedulata per conto di Surrey Satellite Technology Limited.

STORIA DEL PROGETTO

Il progetto SSETI fu avviato nel dicembre del 2003 e le prime fasi di allestimento ebbero inizio nel gennaio del 2004. I sottosistemi e i moduli hardware sono stati realizzati da radioamatori e da team di studenti universitari di tutta Europa, che si sono tenuti in contatto attraverso Internet.
Tutto è stato documentato, a cominciare dalle

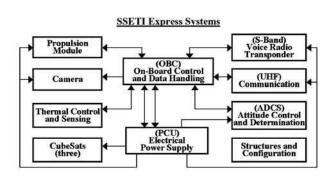



Figura 11 Schema a blocchi di SSETI Express

Figura 13 Prototipo EPS

prime ipotesi di lavoro fino alle prove finali di integrazione. Il sito di riferimento per il progetto SSETI Express, all'indirizzo:
http://www.sseti.org/express, riporta informazioni dettagliate e foto ad alta risoluzione.
Le fasi di integrazione e testing hanno avuto luogo nel periodo dall'agosto del 2004 al marzo 2005, fino al trasferimento del satellite nel sito di lancio a Plesetsk (figura 10).

STRUTTURA DI SSETI EXPRESS

A livello di sistema, lo schema a blocchi descrittivo del satellite SSETI Express, con il dettaglio dei vari sottosistemi, è riportato in figura 11.
Il sistema comprende i seguenti blocchi funzionali:

EPS (Electrical Power System): fornisce l'alimentazione elettrica al veicolo spaziale per mezzo di celle solari disposte sulla sua superficie. Inoltre, controlla i modi di funzionamento del veicolo. Comprende anche un set di batterie al litio che hanno il compito di fornire energia durante i periodi di eclissi. L'unità di controllo elettronica o **PCU** (Power Control Unit) presiede a tutte queste funzioni.

UHF (Ultra High Frequency): è il modulo di comunicazione principale; contiene un TNC (Terminal Mode Controller), modem "intelligente" in grado di gestire uplink e downlink a 9600 baud. Dispone di un'antenna a monopolo (figura 14).

OBC (On-Board Computer): controlla il satellite in modalità ordinaria, indicata con Nominal Mode. Processa i comandi ricevuti da terra, raccoglie i dati di missione e gestisce vari task. L'assieme OBC contiene i moduli Interfaccia e Cpu (figure 15 a,b,c); quest'ultima si basa su un microcontrollore Atmel della serie ARM AT91R40.

ACDS (Attitude Control and Determination System)

Il sottosistema ACDS, sfruttando l'influenza del campo magnetico terrestre, misura e regola l'orientazione spaziale del satellite.
Come sensori, dispone di un magnetometro e di una coppia di recettori solari. Come attuatori, utilizza dispositivi magnetici a solenoidi e magneti

Figura 14 Antenna UHF

Figura 12 Sottosistemi di SSETI Express

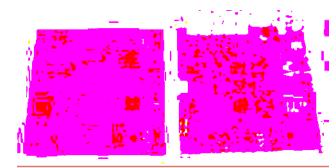



Figura 15a Le unità Cpu e Interfaccia

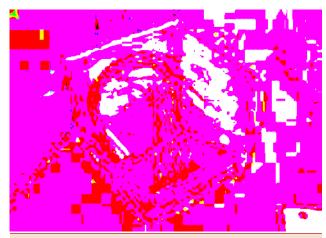



Figura 15b On Board Computer quasi ultimato

Figura 15c OBC integrato nella meccanica

permanenti. Lo scopo è quello di mantenere costante il puntamento della fotocamera e delle antenne verso Terra. In figura 16 è visibile l'Unità Driver.

S-Band

È il sistema di comunicazione secondario (vedere figura 17a). Comprende un modulo radio più un TNC che gestisce il downlink di dati a 38400 baud. Può anche fungere da trasponder audio dalla banda UHF per comunicazioni radioamatoriali. Dispone di tre antenne di tipo "patch" (figura 17b).

Propulsore

È uno dei più importanti sottosistemi sotto collaudo e caratterizzazione. Ha il compito di controllare l'assetto del satellite per mezzo di getti a gas freddo. Comprende un serbatoio da 6 litri di azoto liquido ed è gestito dall'Unità di Controllo Propulsione, denominata semplicemente "Magic" (figure 18a e 18b).
Il sistema di controllo di assetto sarà operativo fino ad esaurimento della riserva di gas entro la bombola. È composto da due unità, dotate ciascuna di una coppia di eiettori (thruster).
La spinta ottenibile è di alcune decine di Newton.

Fotocamera

Si tratta di una macchina fotografica digitale in grado di ottenere immagini a colori in banda ottica, con una risoluzione a terra di circa 100 metri per pixel e dimensione di immagine pari a 1280x1024 pixel (figura 19).
Comprende l'ottica, un sensore CMOS a colori e un'unità di controllo. Necessita di una pre-calibrazione "una tantum" in orbita, per la regolazione

Figura 16 Unità driver per ACDS

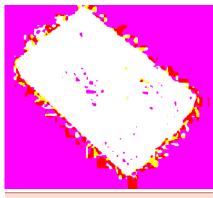



Figura 17a Unità S-Band

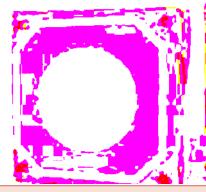



Figura 17b Antenna a patch

Figura 18a Sistema di propulsione

Figura 18b Unità "Magic" a integrazione avvenuta

della luminosità. Inoltre, la fotocamera contiene un accelerometro gestito dall'unità ACDS.
L'ottica consiste in un set di lenti realizzate ad hoc. La codifica delle immagini è a 24 bit per pixel. Il chip è dotato di filtro Bayer RGB. L'Unità di Controllo strumentale gestisce la sezione ottica e supporta immagini full-size (circa 1.3 megabyte) e immagini ridotte da 20 KB (160x128 pixel) e 80 KB (320x256 pixel).
Le immagini vengono inviate a terra in formato compresso.

Meccanica

La struttura meccanica primaria, che costituisce lo scheletro di supporto, è composta da pannelli di alluminio "a favo", che permettono un ancoraggio robusto e leggero per tutti i sottosistemi (figura 20). Nel vano centrale è inserito il serbatoio del propellente.
La struttura secondaria consiste di pannelli di alluminio sottile che realizzano la richiusura laterale del satellite e sostengono le celle fotovoltaiche e i sensori solari.

T-Pods

I "T-pods" sono gli alloggiamenti entro cui sono stati trasportati i tre picosatelliti durante le fasi di lancio. Dopo il raggiungimento dell'orbita, hanno funzionato da "tubi di lancio" eiettando i Cubesat da SSETI Express, pronti per iniziare la propria missione.

PICOSATELLITI (CUBESATS)

Sono i minuscoli passeggeri che SSETI Express ha trasportato al suo interno. Cubi di appena 10 cm di lato, i pico-satelliti sono stati rilasciati nelle prime fasi dell'ingresso in orbita. Essi sono dedicati a svolgere specifiche missioni per proprio conto.

Figura 19 La fotocamera assiemata

Figura 20 La meccanica del satellite

NCUBE-2

Progettato da studenti universitari norvegesi, questo picosatellite ha lo scopo di tracciare i percorsi delle navi nei dintorni delle coste. Il lavoro fu

Figura 21 Inserimento di NCube-II nel proprio T-POD

Figura 22 Pesatura di UWE-1

avviato dal Centro Spaziale norvegese. Utilizza una trasmissione dati a 1200 e 9600 baud. Il suo compito è di sperimentare una tecnica innovativa di sorveglianza del traffico navale da satelliti in orbita a bassa quota per mezzo del Sistema di Identificazione Automatica (AIS) recentemente introdotto dall'Organizzazione Marittima Internazionale.
Gli obiettivi di NCUBE-2 sono:

- Ricevere, immagazzinare e ritrasmettere un messaggio AIS da parte di un mezzo navale.
- Sperimentare il monitoraggio dallo spazio di mandrie di renne, avendo equipaggiato gli animali con opportuni collari che incorporano minuscoli trasmettitori.
- Instaurare comunicazioni e rinvio di dati digitali sulle frequenze radioamatoriali.
- Dimostrare la fattibilità di un efficiente controllo di "attitudine" (orientazione spaziale) basato sulla combinazione di metodi di stabilizzazione gravitazionali e magnetici. In questo, impiega un algoritmo basato sul Filtro di Kalman.
- Il sistema di comunicazione di NCUBE-2 lavora alle frequenze di 161.975 Mhz e 145.980 Mhz per l'uplink, 437.305 Mhz per il downlink.

UWE-1

Progettato e costruito da un gruppo di studenti dell'Università tedesca di Würzburg, Dipartimento di Scienze del Computer, questo Cubesat ha il compito di testare protocolli di telecomunicazione per Internet, innovativi per il campo spaziale.
Il sistema di comunicazione di UWE-1 utilizza le frequenze di 145 Mhz e 435 Mhz per l'uplink, 437.505 per il downlink.

XI-V

Progettato da un team dell'Università di Tokyo, serve da test bench per componenti di tipo commerciale e per scopi didattici. Possiede una fotocamera per riprendere immagini della Terra.
Gli obiettivi di XI-V riguardano:

- Il test di una nuova tecnologia di celle fotovoltaiche.
- Il test e la verifica di componenti commerciali (off-the-shelf).
- La ripresa di immagini della Terra.
- La trasmissione di informazioni via beacon.

Il sistema di comunicazione utilizza un dowlink a 1200 baud per telemetria alla frequenza di 437.345 Mhz e un beacon di downlink a 437.465 Mhz

Figura 23a / b Il Cubesat XI-V

MODALITÁ OPERATIVE DI SSETI EXPRESS

SSETI Express ha le seguenti modalità operative di funzionamento:
Safe mode: in questa modalità solo le unità PCU e UHF sono accese, mentre i pannelli solari caricano le batterie. Ogni 30

secondi viene trasmesso un semplice segnale on/off. Una volta che le batterie raggiungono i 24.4Volt, il satellite commuta in *recovery mode*.

Recovery mode: la PCU prova ad alimentare il computer. L'unità S-Band viene accesa e si abilita la funzione di trasponder per telemetria DTMF. Ogni 2 minuti viene trasmesso il semplice beacon on/off in UHF. Una volta che il computer ha bootstrappato con successo, il veicolo spaziale commuta in *nominal mode*.

Figura 24 Il banco di collaudo del software finale

Figura 25 L'esperto in saldature all'opera

Figura 26 Un meritato pizza-break tra un test e l'altro

Nominal mode: in questa modalità l'on-board computer lavora e raccoglie i dati di mantenimento.
L'unità S-Band si può configurare o in modo dati o in modo voce e la telemetria DTMF è abilitata. Ogni 18 secondi viene trasmesso un beacon a pacchetto in UHF e lo stesso è trasmesso ogni 36 secondi in banda S. La propulsione e le operazioni con la fotocamera sono possibili, in questa modalità.
Il satellite ritorna al *recovery mode* se la PCU perde la comunicazione con il computer, o ritorna in *safe mode* se la tensione di batteria scende sotto i 22.4Volt.

LINKS

Portale ESA:
http://www.esa.int

Sito specifico sul Progetto SSETI:
http://sseti.gte.tuwien.ac.at/WSW4/index.html

Per informazioni dettagliate riguardanti la missione SSETI Express, fare riferimento al sito ufficiale all'indirizzo:
http://www.sseti.org/express

Per conoscere la posizione corrente in orbita del satellite, consultare l'indirizzo:
http://sseti.gte.tuwien.ac.at/express/mop/in_orbit.html

Portale AMSAT (Radio Amateur Satellite Corporation):
http://www.amsat.org/amsat-new/index.php

Siti di riferimento per i progetti riguardanti i Picosatelliti:
NCUBE-2: http://128.39.102.180/index.html
UWE-1: http://www7.informatik.uni-wuerzburg.de/cubesat
XI-V: http://www.space.t.u-tokyo.ac.jp/gs/satinfo-e.html#xi5

Codice MIP 248032

Nona parte
n° 247 - Gennaio 2006
Come si memorizzano i dati e le informazioni

Decima parte
n° 248 - Febbraio 2006
La scheda di sviluppo EasyPIC3

Undicesima parte
n° 249 - Marzo 2006
La conversione A/D col PIC

Mikrobasic per PICmicro

Parliamo della EasyPic3, la fantastica scheda di sviluppo per microcontrollori PIC che consente la programmazione, simulazione e sperimentazione con assoluta semplicità.

Si sa, l'appetito vien mangiando. E la stessa regola vale per la programmazione dei microcontrollori. Si inizia ad utilizzare un piccolo programmatore, magari auto-costruito, collegato alla porta seriale del PC. In seguito si approntano delle piccole schede aggiuntive che permettono di simulare il proprio software creato, ma ciò implica la realizzazione di prototipi adatti ad ogni progetto.
E allora si spazia dalla matrice a led al set di pulsanti, dall'array di display a 7 segmenti alle schede di potenza per il pilotaggio di carichi più "robusti".
Sarebbe bello invece possedere ed utilizzare un'unica scheda che consenta di programmare e di provare il microcontrollore senza la necessità di rimuoverlo ogni volta dall'apposito zoccolo.
Oggi questo è possibile grazie alla nuova scheda **EasyPic3**, la quale mette a disposizione un completo ambiente di programmazione e test per i propri programmi.

LE TAPPE DEL SOFTWARE

Come si è visto durante le puntate del corso di programmazione *Mikrobasic*, un software, prima di vedere "la luce", deve attraversare diverse fasi di sviluppo, alcune obbligatorie e altre no, per essere scritto nel migliore dei modi e in maniera professionale.
Questi passaggi devono essere seguiti ed eseguiti al fine di ottenere un programma sicuro, affidabile e, soprattutto, esente da errori e da difetti. In altre parole esso deve risultare assolutamente perfetto!
In figura 2 viene riportato l'iter da seguire durante la stesura di un programma standard. Guardando tale schema, la scheda EasyPic3, oggetto del presente articolo, trova la sua applicazione pratica attraverso i riquadri contrassegnati di colore verde, e precisamente:

- È utilizzata quale *programmatore hardware*, per permettere lo scaricamento del file binario all'interno della memoria flash del PIC.
- È utilizzata come *simulatore* del programma creato, senza dover necessariamente "montare" il microcontrollore sul prototipo finale.
- È utilizzata per *provare* tutte le possibili varianti che si possono verificare nell'applicazione pratica, grazie alla presenza di moltissime unità per l'ingresso e l'uscita del segnale digitale ed analogico.

PANORAMICA GENERALE

Iniziamo a descrivere la scheda per sommi capi, per poi approfondirne le caratteristiche nei successivi paragrafi.

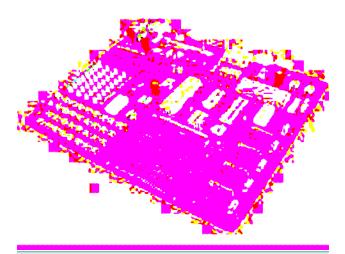



Figura 1 La scheda di sviluppo EasyPic3

La scheda di sviluppo EasyPIC 3

di Giovanni Di Maria

A cosa serve

Riducendo proprio al massimo la descrizione della scheda, essa basa la sua esistenza su due scopi principali:

1. È un *programmatore hardware* di microcontrollori, ossia con essa è possibile memorizzare all'interno del PIC il **file binario eseguibile** generato dal compilatore.
2. È un sistema completo di *simulazione* del microcontrollore programmato, in quanto dispone di un massiccio numero di circuiti che analizzano gli ingressi e le uscite, monitorando nel contempo la bontà del lavoro eseguito.

Le due funzioni sopra elencate procedono assieme senza la necessità di rimuovere il PIC dallo zoccolo, per alloggiarlo magari in un'altra scheda e ciò, indubbiamente, costituisce un ulteriore punto di forza della EasyPic3.

Caratteristiche principali

Veramente notevoli sono le particolarità che caratterizzano la EasyPic3. Elenchiamo le più significative:

- Dimensioni: 19 cm x 23 cm.
- Programmatore USB 2.0 on board.
- Tastiera formata da 32 tasti indipendenti.
- 32 Diodi Led per il controllo e monitoraggio delle uscite digitali.
- 4 display a sette segmenti pilotati da altrettanti transistor.
- Predisposizione per moduli LCD alfanumerici.
- Predisposizione per moduli LCD grafici.
- Predisposizione per comunicazione RS232.
- Predisposizione per tastiera PS/2.
- Predisposizione per sensore di temperatura DS1820.
- Supporto per tutte le famiglie PIC con 8, 14, 18, 28 e 40 pin (anche PIC10F).
- Predisposizione per comunicazione USB.
- Alimentazione esterna o via USB.
- Fornita con PIC16F877.
- Disponibile con o senza display.
- Molte altre ancora…

Ulteriori caratteristiche

Di seguito elenchiamo ulteriori caratteristiche che fanno di questo prodotto un accessorio indispensabile per lo sviluppatore, sia a livello hobbistico che professionale:

- La scheda è dotata di tanti *jumper* con cui si può liberamente personalizzare l'ambiente di lavoro.

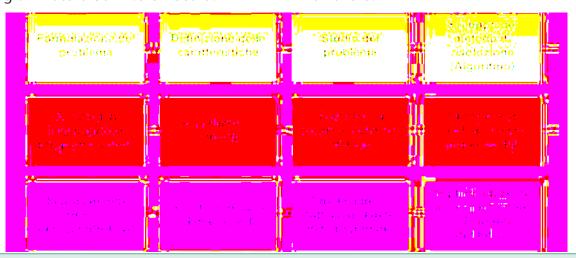



Figura 2 Le diverse fasi dello sviluppo di un programma

- Ogni jumper è contrassegnato da una specifica *label* sulla scheda in modo da poterlo identificare immediatamente e comprenderne così la funzione.
- Molti esempi in Pascal, Basic e C sono forniti col sistema.
- Il sistema può essere facilmente configurato secondo le proprie esigenze, agendo sui *dip-switch* esplicitamente contrassegnati sulla scheda.
- Predisposizione per il chip **DS1820** (a 3 piedini) per la misura delle temperature da –55° C a 125° C.
- Dotazione di due potenziometri *on board* che fungono da semplici partitori resistivi e forniscono una tensione continua variabile a piacere da 0 Volt a 5 Volt, con cui provare applicazioni che prevedono l'utilizzo del convertitore A/D.
- I 4 display a sette segmenti sono predisposti per il pilotaggio in *multiplex*.
- Tutte le porte dei PIC sono direttamente collegate a dei connettori, in modo da consentirne il collegamento ad altri dispositivi esterni.
- Possibilità di definire le resistenze di pull-up e pull-down per ogni porta.
- Controllo del contrasto di eventuali display LCD.
- Il quarzo (a corredo della scheda) può essere liberamente sostituito con un altro di diverso valore, in quanto provvisto di zoccolo.
- Tutti i pin sono chiaramente contrassegnati sulla scheda.
- Possibilità di scelta del funzionamento dei pulsanti quando premuti (verso GND oppure 5 Volt).
- Tasto reset on board.

LA SCHEDA EASYPIC3 AL MICROSCOPIO

Possiamo adesso intraprendere un viaggio virtuale al fine di esplorare, dettagliatamente, le particolarità della EasyPic3.

L'alimentazione

La scheda può essere alimentata attraverso due diverse fonti:

- Direttamente dalla porta USB del PC (in questo caso occorre assicurarsi che il PC fornisca corrente sufficiente, in particolare se si utilizza un portatile).
- Con un alimentatore esterno.

Nel primo caso basta collegare la scheda direttamente alla porta USB (tipo 1 o 2) del computer, utilizzando il cavo in dotazione. Inutile dire che non occorre utilizzare l'alimentatore esterno.
Nel secondo caso occorre possedere un alimentatore (o un trasformatore) in grado di fornire una tensione (continua o alternata) compresa tra 7 e 15 Volt.
La tensione continua viene assicurata attraverso il raddrizzatore a ponte presente sulla scheda e relativo condensatore di livellamento mentre i 5 volt richiesti dai circuiti sono ottenuti grazie al regolatore 7805 presente a monte dell'ingresso (figura 3).
La scelta della fonte di energia viene effettuata posizionando il jumper **JP1** (SELECT SUPPLY) sul lato sinistro della scheda (alimentazio-

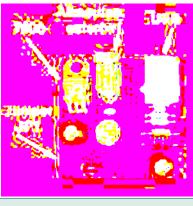



Figura 3 L'alimentazione della schedaEasyPic3

Figura 4 Il programmatore on-board

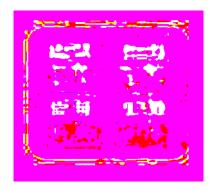



Figura 5 JP2 e JP3 disposti per DIP18, DIP28 e DIP40

Parti subito col tuo progetto embedded grazie ai Microcontroller PIC®

Il nuovo Starter Kit PICkit™ 2 Flash per lo sviluppo su Microcontroller PIC a 8-bit di Microchip

L'ampio spettro di microcontroller PIC low pin a 8-bit di Microchip offre una serie di prodotti facile da utilizzare e adattati a qualsiasi applicazione.

Potenti e flessibili, i microcontroller PIC sono totalmente supportati da tool e risorse che facilitano lo sviluppo dei sistemi embedded. Grazie a un supporto tecnico sempre disponibile, a strumenti di sviluppo a basso costo, a una documentazione completa, ai gruppi di discussione on line e a molte altre risorse, non è mai stato così semplice avviare un progetto basato su microcontroller PIC!

Architecture	Product Series	Product Word	Pin Count	Flash Program Memory (bytes)	Internal Oscillator	ADC	Comparators	Capture/ Compare/ Pulse-Width Modulation	NanoWatt Technology**	Data EE
Cost-Effective Baseline PIC Microcontroller*	PIC10F	12-bit	6	384 to 768	4 to 8 MHz	8-bit	•			
	PIC12F	12-bit	8 to 14	768 to 1536	4 to 8 MHz	8-bit	•			
	PIC16F	12-bit	40	768 to 2048	4 to 8 MHz	8-bit	•			
Peripheral-Rich Mid-Range PIC Microcontroller	PIC12F	14-bit	8	1792 to 2048	32 kHz to 8 MHz	10-bit	•	•	•	•
	PIC16F	14-bit	14 to 64	1792 to 14336	32 kHz to 8 MHz	10-bit	•	•	•	•

* *Compatibilty with Mid-Range PIC Microcontroller Architecture ensures easy migration*
** *Microchip's proprietary low power technology*

Codice MIP 248047

KEVIN SCHURTER Spa • Via L. Settembrini, 29 • 20020 Lainate (MI)
Tel: +39 02-30465311 • Fax: +39 02-33200917 • www.kevin.it • info@kevin.it

ne esterna) o destro (alimentazione PC USB).
Si notino le descrizioni sulla scheda: esse sono riportate in modo chiaro e leggibile, per cui qualsiasi tipo di etichetta è subito localizzata.
Ricordiamo sempre di effettuare gli spostamenti dei *jumper* e dei *dip-switch* mentre la scheda NON è alimentata. Con questi tipi di circuiti la prudenza non è mai troppa.

Il programmatore USB

Si tratta di un veloce e potente programmatore di microcontrollori PIC *on-board*. Il collegamento avviene tramite la porta USB (di tipo 1 o 2) del PC, assicurando una velocità elevata di comunicazione.
Il punto di forza del programmatore sta nella sua espansibilità, infatti scaricando dalla rete nuovi software e firmare, l'intero sistema può essere aggiornato per la compatibilità con nuovi dispositivi.
Il collegamento è monitorato attraverso due mini diodi led: uno di colore giallo, che mostra la fase di transazione con il software del PC, l'altro di colore verde che attesta il funzionamento generale della scheda.
Nota importante: non confondere il connettore femmina USB situato sulla sinistra della scheda con quello situato sulla destra (anch'esso USB).
Il trasferimento dei dati via bus è garantito dall'integrato 74HC4053, un chip ad alta velocità che si occupa di *multiplexare* e *demultiplexare* i segnali *bufferizzandoli* adeguatamente.
Particolare attenzione meritano i due *jumper* siglati con **JP2** e **JP3**. Essi stabiliscono quale è il tipo di microcontrollore da programmare, selezionandone la corretta posizione. In particolare essi determinano l'utilizzo dei microcontrollori tipo DIP18, DIP28 e DIP40 (figura 5) oppure tipo DIP8 e DIP14 (figura 6).

Termometro Digitale DS1820

É possibile inserire sulla scheda il termometro digitale **DS1820** (non compreso nella confezione). Tale componente, composto solamente da tre piedini, dispone all'interno di un sistema completo per la gestione, la misura e la codifica della temperatura sul suo corpo, con un range di –55° C a 125° C. La precisione dello stesso si attesta su +/- 0,5° C. Molto utile quando si vogliono misurare e/o monitorare le temperature ambientali, anche se ciò comporta la messa in opera della scheda di sviluppo nel luogo da controllare.
Tale termometro offre una deriva termica quasi nulla, almeno nel range di temperatura consigliata (in pratica non potete mettere la scheda dentro il forno per misurarne la quantità di calore, per ovvi motivi…).
Il piccolo chip, dalla forma caratteristica di un piccolo transistor al silicio, va posizionato in modo che la sua parte arrotondata sia posta sulla destra (vedi figura 7). Sulla piastra in ogni caso è ben marcata la corretta posizione.
L'orientamento del componente è alquanto critico, in quanto una sua inversione potrebbe causarne addirittura la distruzione.
Il jumper **JP14** posto sulla sinistra stabilisce semplicemente se il pin di comunicazione deve essere collegato alla porta RA5 oppure RE2 del microcontrollore, poiché non si dispone di altre alternative di connessione.

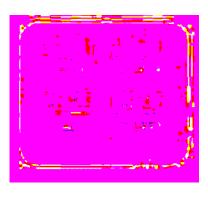



Figura 6 *JP2 e JP3 disposti per DIP8, DIP14*

Figura 7 *Lo zoccolo per il termometro digitale DS1820*

Figura 8 *Dispositivo per la comunicazione RS-232*

Comunicazione seriale RS232

Con la comunicazione seriale **RS-232** si rende possibile il trasferimento dei dati da punto a punto. Di solito viene utilizzata per l'acquisizione dei dati tra applicazioni simili su microcontrollore e Personal Computer.
Dal momento che la tensione della porta seriale del computer è ben diversa da quella di funzionamento del microcontrollore (-12V/+12V contro 0V/5V) occorre che entrambe siano rese compatibili. A questo scopo provvede il circuito integrato MAX-232 montato sulla scheda (figura 8).
Per ottenere un sistema più flessibile, il PIC è collegato al MAX-232 attraverso due jumper: **JP5** e **JP6**. Il primo è utilizzato per trattare, come linea di ricezione (Rx) la porta RC7, RB2 oppure RB1 del microcontrollore. Il secondo invece è utilizzato per considerare, come linea di trasmissione (Tx) la porta RC6, RB5 oppure RB2 del microcontrollore.
Occorre fare attenzione affinché la porta RB2

Figura 9 *Misure analogiche con microcontrollore*

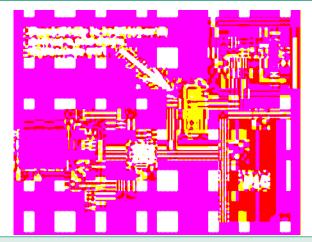



Figura 10 *Schema dei potenziometri*

Figura 11 *Schema connessioni dello switch SW1*

Figura 12 *Lo switch SW1 sulla scheda*

non sia contemporaneamente configurata come linea di ingresso e uscita.

Trimmer per input Analogico

Con i due trimmer (P1 e P2) disponibili on-board è possibile simulare facilmente l'andamento analogico di un segnale (proveniente teoricamente da sensori o trasduttori). Naturalmente il *range* d'azione è quello sopportato dal PIC, vale a dire da un minimo di 0 Volt a un massimo di 5 Volt, variabili con continuità. I nodi centrali dei potenziometri, da cui si preleva il segnale variabile analogico, sono connessi direttamente agli ingressi RA2 e RA3 del microcontrollore, attraverso l'abilitazione dei due jumper **JP15** e **JP16**, che ne permettono il collegamento o l'esclusione (vedi figura 9).
I due potenziometri pertanto fungono da altrettanti partitori resistivi variabili con i quali ottenere una tensione continua tra un minimo e un massimo, in maniera semplice e veloce.
Per le misure analogiche è indispensabile disabilitare le resistenze di pull-up/pull-down attraverso lo *switch* SW1 (pin 3 e 4) onde prevenire rilevazioni errate.
La figura 10 mostra chiaramente l'esempio di connessione.

Resistenze Pull su Port A-E

Le Port-A/E di ogni microcontrollore sono collegate, attraverso lo *switch* SW1, ad una rete di resistori, che portano le stesse a massa (GND) oppure a +5Vcc (figura 12).
Se SW1 è posto in posizione ON, la relativa porta (a scelta tra RA0, RA1, RA2, RA3, RA4, RA5, RE0, RE1) sarà connessa a massa oppure al potenziale di alimentazione, attraverso la rete di resistori, che fungeranno pertanto da pull-up o pull-down, in dipendenza della posizione del jumper **JP13**, posto sotto lo switch SW1.
Se SW1 è invece in posizione OFF, le stesse porte saranno libere da connessioni, soprattutto per la loro abilitazione quale ingresso analogico (figura 11).

Resistenze Pull su Port B-C-D

Agendo sui jumper **JP10**, **JP11** e **JP12** è possibile impostare al livello logico alto (ON) oppure

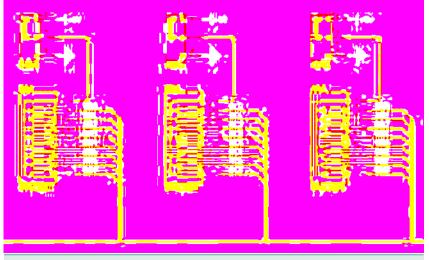
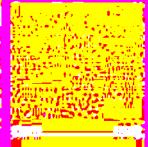
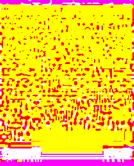
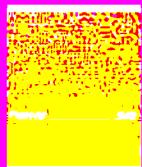



Figura 13 *Schema delle connessioni dei jumper JP10, JP11 e JP12*

Figura 14 *I jumper JP10, JP11 e JP12 sulla scheda*

Figura 15 Connessione PIC-LCD

basso (OFF) i relativi pin del microcontrollore (figura 13).
Se il jumper si trova nella posizione superiore, i pin saranno posti al livello logico alto, in quanto la rete dei resistori (RN1, RN2 e RN3) è collegata a VCC. Viceversa, se si trova nella posizione inferiore, gli stessi pin si troveranno a livello logico basso (figura 14).
Questa possibilità è molto importante in quanto, configurando le porte del PIC come ingressi, è opportuno "forzare " uno stato logico iniziale (a 0 o 1) per non ottenere dei risultati imprevisti in risposta.

Display LCD

É possibile saldare direttamente sulla scheda, o tramite apposito adattatore, un display LCD *intelligente*. Il display deve permettere la visualizzazione dei caratteri alfanumerici con codifica Ascii organizzati su una matrice di 2 righe e 16 colonne (in pratica 32 caratteri in una sola schermata), in pratica un modulo LCD *standard*. Lo stesso è altresì connesso alla PORT-B del microcontrollore, quindi occorre prevedere tale configurazione all'interno del programma (figura 15).
Sulla lato destro del display è presente un trimmer **(P4)** che ha la funzione di regolare il contrasto. Costituisce in pratica un partitore resistivo variabile che regola la tensione tra 0 Volt e 5 Volt fornendola al pin 3 del display (figura 16).
Infine occorre dire che la transazione dei comandi dal PIC al display e viceversa avviene con una larghezza di 4 bit (nibble) anziché di 8, facendo così risparmiare ben 4 pin e rendendoli così utilizzabili per altri scopi.
Importante: i display LCD che lavorano in modo 8 bit condividono lo slot dei display grafici LCD (GLCD) pertanto dovranno essere collegati a questa sezione della scheda (vedi paragrafo successivo).

Display LCD Grafico

É possibile utilizzare anche i nuovi display LCD grafici (GLCD) con la possibilità di visualizzare testo ed immagini.

Figura 16 La zona della scheda dedicata al display LCD

Figura 17 La zona della scheda dedicata al display grafico

Figura 18 Alloggiamenti per i microcontrollori

Si acceda pertanto alla sezione collocata in basso al centro della scheda, con le stesse precauzioni per i normali display.
Il contrasto è regolabile attraverso il trimmer P3. Particolare importanza riveste il jumper **JP17**, che seleziona un particolare display per la taratura: la posizione superiore attiva il controllo del display grafico mentre la posizione inferiore attiva il display testuale (figura 17).
Il display grafico che può essere utilizzato deve essere formato da una matrice di 128x64 pixel.

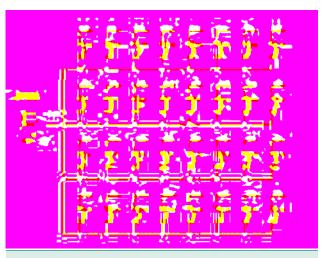



Figura 19 *Schema delle connessioni dei 32 pulsanti*

Molti Mcu Sockets

La scheda è fornita di un microcontrollore PIC16F877A, dotato di ben 40 piedini, su relativo zoccolo. É possibile però utilizzare tutti gli altri modelli, semplicemente montandoli negli altri appositi alloggiamenti, togliendo natural-

Figura 20 *La zone della scheda riservata ai 32 pulsanti*

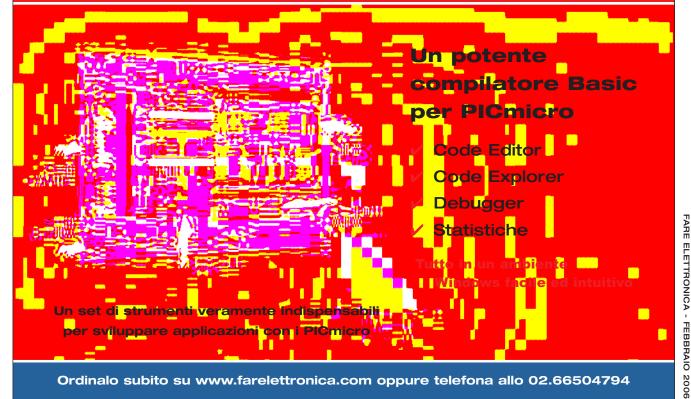



Figura 21 *Schema delle connessioni dei 32 Led*

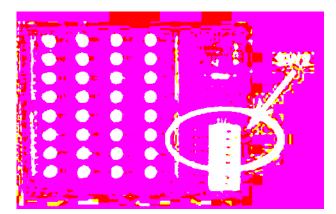



Figura 22 *La zone della scheda riservata ai 32 Led*

mente il principale.
Possono essere pertanto programmati (e testati) anche altri microcontrollori di tipo DIP40, DIP28, DIP18, DIP14 e DIP8, naturalmente bisogna assicurarsi che la disposizione dei piedini sia compatibile alle specifiche della scheda (figura 18).
Dal momento che tutti i dispositivi della scheda (Led, Display, pulsanti ed altro) sono collegati tra loro in parallelo a tutti gli zoccoli dei PIC, può essere montato **solamente** un microcontrollore per volta.

Ben 32 pulsanti

Con questa dotazione di pulsanti, si ha la possibilità del controllo di tutti i pin dei microcontrollore. In altre parole si può inviare un segnale per simulare, in ingresso, un qualsiasi dispositivo digitale, pertanto le porte a cui sono essi collegate devono essere configurate come ingressi.
Tutte le porte vengono considerate in questa circostanza e, alla pressione del relativo tasto, esse saranno collegate a Vcc oppure a massa (per la simulazione di un ingresso alto o basso) come illustrato in figura 19.
Tale distinzione è affidata al jumper **JP20**, che si incarica di scegliere, quale riferimento, 5 Volt oppure 0 Volt. Sulla scheda è presente un ulteriore pulsante, di colore rosso, che ha la funzione di resettare il microcontrollore e iniziare nuovamente l'esecuzione del software programmato (figura 20).

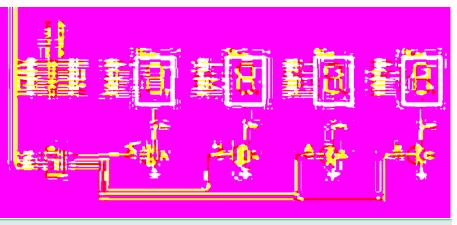



Figura 23 *Schema delle connessioni dei display a 7 segmenti*

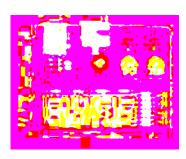



Figura 24 *I quattro display a 7 segmenti on-board*

Figura 25 *Abilitazione dei display a 7 segmenti*

Figura 26 *La porta USB per la comunicazione con il PC*

Figura 27 *Il connettore PS/2 per tastiera e mouse*

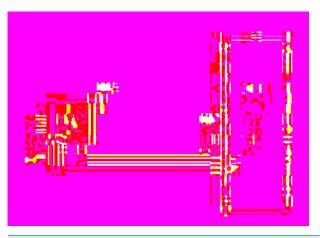



Figura 28 *Connessione PIC/PS2 (dal manuale originale*

Figura 29 *Connettori esterni delle porte*

Monitoraggio dello stato delle porte (Led)

Tutte le porte dei microcontrollori da testare sono collegate ad un diodo led di colore rosso. Questo significa poter monitorare e controllare lo stato logico di ogni singola uscita, senza dover necessariamente utilizzare un tester. Pertanto, quando un determinato pin del PIC si trova a livello alto, esso illumina, attraverso la relativa resistenza di limitazione, un diodo led, mentre quando esso si trova a livello basso, ovviamente lo tiene spento (figura 21).
La scheda inoltre dà la possibilità di disabilitare un gruppo di led, se la porta stessa deve essere lasciata libera.
Tale opportunità avviene grazie al dip-switch SW2 che, in pratica, connette o meno la relativa rete a massa (figura 22).

Display a 7 segmenti

Il sistema è dotato di quattro display a 7 segmenti, molto utili per presentare numeri e risultati. La visualizzazione avviene con la tecnica del *multiplex* (vedi puntate precedenti). La linea del dato, ossia quella che abilita i sette singoli diodi led, è affidata alla PORT-B, mentre l'abilitazione, sequenziale, dei quattro *digit* è affidata alla PORT-A (figura 23).
I 4 mini interruttori posti nella parte bassa del dip-switch SW2 hanno la funzione di abilitare o meno la visualizzazione del display e, prati-

camente, collegano le basi dei quattro transistor di pilotaggio (BC546), attraverso le resistenze di polarizzazione da 10 Kohm, ai primi quattro pin della PORT-A.

Comunicazione USB

É possibile programmare un microcontrollore per la comunicazione **USB**. Non tutti i PIC supportano questo tipo di protocollo ma solo alcuni modelli, come ad esempio il

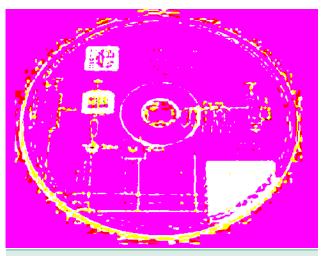



Figura 30 Il Cd-Rom a corredo

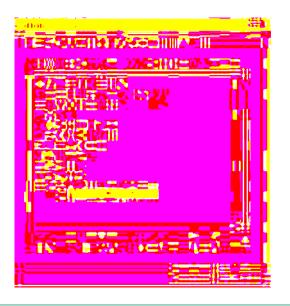



Figura 31 Il nuovo componente installato

Le so tutte!!!

Risposta al quesito codice LST24711

Il circuito è alimentato con una tensione continua per cui i condensatori possono essere considerati dei circuiti aperti, quindi essere rimossi dal circuito ai fini del calcolo della tensione. Rimuovendo i condensatori si nota subito che R5 non ha alcun effetto nel circuito e che R3 ed R4 sono in parallelo tra loro. Essendo di uguale valore, il parallelo tra R4 ed R3 dà come risultato una resistenza equivalente pari a Req=0,5K. La tensione ai capi di C2 (quindi anche di C3) è data dal rapporto di partizione del partitore costituito da R2 ed Req ovvero 12xReq/(R2+Req)=3V. Ovviamente la tensione ai capi di C1 è la differenza tra la tensione di alimentazione e quella ai capi di C2 quindi 9V.

Il vincitore di DICEMBRE 2005 (Vincitore LST24610)
I nostri complimenti a Diego Bellachioma di Villanova di Guidonia (RM) che vince la Felpa di Fare Elettronica!

Figura 33 Dotazione della confezione

Figura 32 La scatola della EasyPic3

PIC18F2450 e il PIC18F4550. Attenti a non confondere il connettore USB di comunicazione (posto in alto a destra) con quello per la programmazione del PIC (posto in alto a sinistra).
In figura 26 possiamo vedere la porta USB dedicata alla comunicazione.
Per abilitare la comunicazione tra il microcontrollore e la porta USB del PC occorre che i tre jumper (JP7, JP8 e JP9) si trovino a destra.

Connettore per comunicazione PS/2

Il connettore **PS/2** (posto tra il connettore USB e i due trimmer per la simulazione del segnale analogico) permette il collegamento diretto tra la scheda di sviluppo e un dispositivo PS/2 per Personal Computer come, ad esempio, una tastiera o un mouse.
É possibile infatti connettere una tastiera per immettere dati nel microcontrollore, permettendo quindi una più ampia possibilità nella scelta dei caratteri Ascii. Il connettore è visibile in figura 27.

Il Mikrobasic è dotato di tre potenti funzioni che gestiscono interamente e con poco sforzo la comunicazione PS/2:

- **Ps2_Init**, che inizializza la porta del PIC per l'utilizzo della stessa.
- **Ps2_Config**, che inizializza la porta del PIC con maggiori opzioni.
- **Ps2_Key_Read**, che legge direttamente un tasto dalla tastiera fornendo in output un codice corrispondente.

Per il collegamento PIC/Tastiera bastano semplicemente quattro connessioni, come mostrato dallo schema applicativo in figura 28.

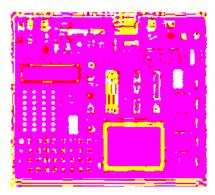



Figura 34 EasyPic3 versione "D"

Figura 35 Particolare del display alfanumerico

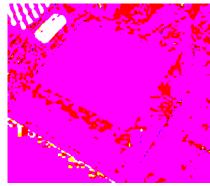



Figura 36 Particolare del display grafico

Accesso diretto alle porte

Per un ulteriore e completo controllo delle porte (ma già la scheda è completamente autosufficiente) è possibile accedervi direttamente attraverso alcuni connettori per consentire un collegamento esterno semplice ed immediato.

Tali connettori, formati da 10 pin, sono situati sulla destra della scheda e consentono il collegamento anche a *Vcc* e *Gnd*.

Molto utili per permettere anche il collegamento delle uscite a transistor di potenza, voltmetri ed oscilloscopi, pulsanti esterni, relais, sensori situati all'esterno della scheda (figura 29).

CONTENUTO DEL CD

Il Cd-Rom a corredo della scheda (figura 30) è veramente ricco di materiale, informazioni ed esempi utili per il progettista, al quale si consiglia vivamente di consultarlo attentamente.

In dettaglio, ecco il contenuto:

- Documentazione delle caratteristiche generali della scheda.
- Ricchissimo manuale di tutte le funzionalità e schemi di connessione.
- Descrizione dettagliata delle varie componenti della scheda.
- Documentazione sull'installazione dei driver.
- Software MPLAB con relativo manuale.
- Tantissimi esempi scritti in MikroC, MikroPascal e MikroBasic.
- Software PIC Flash Programmer.
- Driver per sistemi operativi Windows 98, 2000, NT e XP.
- Tutorial su microcontrollori PIC ed in particolare sull'Assembler.
- Tutorial sul Basic per microcontrollori PIC.
- Ulteriori schemi applicativi con relativi esempi.
- Versioni demo e manuali del MikroC, MikroPascal e MikroBasic.

INSTALLAZIONE DEI DRIVER USB DEL PROGRAMMATORE

Per poter funzionare correttamente, il programmatore ha bisogno di un driver che ne permette l'interfacciamento con il sistema operativo del PC.

Fortunatamente la procedura d'installazione è estremamente semplice, dal momento che essa avviene in modalità guidata (wizard).

Occorre seguire solamente alcuni semplici passaggi e rispondere alle domande che il sistema propone:

1. Con il computer acceso occorre collegare la porta USB del PC al relativo connettore della scheda, in alto a sinistra (vedi figura 3), con il cavo in dotazione.
2. Il sistema si accorgerà del nuovo componente e chiederà l'installazione dei nuovi driver. Occorre selezionare la voce *"Install from a list or specific location (Advanced)"*, quindi cliccare su **Next**.
3. Selezionare pertanto la cartella del Cd-Rom nella quale sono collocati i driver per il proprio sistema operativo.
4. Confermare la successiva schermata rispondendo **Yes**.
5. Al termine dell'installazione occorre cliccare sul pulsante **Finish**.

I driver adesso si trovano correttamente instal-

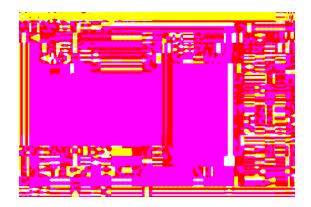



Figura 37 *Il PIC Flash Programmer*

Figura 38 *Programmazione in corso del PIC*

lati ed il sistema operativo li riconosce.
Per verificare ciò occorre accedere alle risorse del sistema e controllare se effettivamente il nuovo componente risulta nella lista (figura 31).

LA DOTAZIONE

L'elegante scatola (figura 32) contiene tutto l'occorrente per la preparazione e l'uso della scheda. In dettaglio la dotazione (figura 33) è composta da:

- Scheda di sviluppo EasyPic3 con microcontrollore PIC16F877A.
- Cd-Rom con driver, software, esempi, ecc.
- Opuscolo con schemi di collegamento e connessioni.
- Cavo USB per collegamento al PC.
- Cavo seriale tipo 9 pin M/F.

EASYPIC3 VERSIONE D

Esiste in commercio anche la versione "D" della scheda, identica alla standard, ma con inclusi due moduli LCD, uno alfanumerico e l'altro grafico (figura 34).

UNA PROVA PRATICA

Bene, ora che abbiamo conosciuto bene il software e l'hardware che compongono la scheda EasyPic3, siamo pronti per una prova pratica guidata. Il passaggio più delicato è proprio quello della programmazione del microcontrollore ma, seguendo semplici regole, è possibile concludere questa fase nel migliore dei modi.
Elenchiamo i passi da seguire:

1. Bisogna avviare, come prima operazione, il compilatore Mikrobasic.
2. Il secondo passo da effettuare è naturalmente quello della scrittura del codice Basic del programma. Il lettore dovrebbe ormai aver familiarizzato abbastanza con questa procedura.
3. Occorre a questo punto compilare il programma, selezionando la voce **Build** dal menù **Project** o, in alternativa, cliccare sul pulsante raffigurante due ingranaggi, dalla barra degli strumenti.
4. Se la compilazione e il linking del programma vanno a buon fine, nella cartella di lavoro scelta dall'utente viene creato un nuovo file, con estensione **.HEX**, da copiare materialmente all'interno del microcontrollore. Si tratta del vero e proprio file eseguibile da caricare attraverso il programmatore.
5. Dal Cd-Rom allegato alla scheda EasyPic3, occorre lanciare il programma **Picflash2.exe** che si trova nella cartella *\picflash*. Si tratta del software di programmazione per microcontrollore aggiornato (versione 6.0.0), pertanto si consiglia questa soluzione (figura 37).
6. Si deve selezionare il tipo di microcontrollore utilizzato, aprendo il menù a tendina *device*, in alto a destra.
7. Occorre aprire il file .Hex generato dal compilatore, selezionando la voce **Load HEX** dal menù **File**.
8. Finalmente bisogna programmare il microcontrollore selezionando la voce **Write** dal menù **Device**. Con questa fase il file .HEX generato dal compilatore sarà fisicamente copiato all'interno del PIC.
9. Un'apposita barra mostrerà l'avanzamento del processo (figura 38).
10. Il microcontrollore è adesso programmato ed il flusso di esecuzione del software inizierà immediatamente.

Si ribadisce ancora una volta che tutto il lavoro di programmazione ed esecuzione codice avviene senza la necessità di rimuovere il microcontrollore dal proprio alloggiamento.

CONCLUSIONI

La EasyPic3 è sicuramente un utile tool di sviluppo che semplifica enormemente la progettazione e test dei propri prototipi. Il grande punto di forza, sta proprio *nell'integrazione modulare*: tutto ciò che serve per programmare, testare e simulare il microcontrollore si trova in un'unica scheda e non occorre rimuovere il chip programmato per altre operazioni. Uno strumento utilissimo pertanto che non può mancare assolutamente nel laboratorio del programmatore di microcontrollori.
Maggiori informazioni sulla EasyPIC3 le potete trovare sul sito di Fare Elettronica, nella sezione Shop, dove potrete acquistarla a condizioni vantaggiose e completa di tutte le sue espansioni.

Codice MIP 248044

...MA ASPETTA, NON È TUTTO!

ABBONATI O RINNOVA OGGI
IL TUO ABBONAMENTO A FARE ELETTRONICA
INSIEME ALLA NUOVA RIVISTA
DI INWARE EDIZIONI*

I due abbonamenti a soli €69,50

RICEVERAI 22 RIVISTE CON UN RISPARMIO DI BEN €57,00 SUL PREZZO DI COPERTINA

offerta valida entro e non oltre il 15 Marzo 2006

* *Firmware la puoi trovare in edicola da Febbraio 2006.*
Gli abbonati di Fare Elettronica che ne hanno fatto richiesta
la riceveranno direttamente a casa ad un prezzo speciale

INWARE EDIZIONI

Prima parte
n° 247 - Gennaio 2006
Ripetitore di telecomandi: Descrizione dell'hardware

Seconda parte
n° 248 - Febbraio 2006
Ripetitore di telecomandi: Descrizione del firmware

Generatore di codici IR con autoapprendimento

Il circuito presentato in questo articolo è in grado di apprendere i codici dei telecomandi ad infrarossi, e di ripeterli in modalità interattiva, tramite pulsanti, oppure in modalità automatica, interfacciando il sistema con un PLC. In questa seconda parte descriveremo dettagliatamente il firmware, scritto in assembler per PIC, analizzandone il funzionamento generale e le principali routine.

FIRMWARE

Sul sito di Fare Elettronica è possibile scaricare tanto il file iprc.hex con il codice compilato per il PIC16F876A, che il suo codice sorgente, scritto in assembler. Il codice sorgente è costituito da due file: il programma vero e proprio (nel file iprc.asm), e una raccolta di macro che consente di agevolare la scrittura di strutture di controllo if-then for-next do-while direttamente in assembler (file psifthen.inc). I 3 file sono raggruppati nell'unico archivio .zip associato a questo articolo.

Il codice sorgente è distribuito con licenza libera. L'autore stabilisce che lo si può utilizzare integralmente o in parte nei propri progetti, a patto di citare chiaramente la fonte, avvisare l'autore, e redistribuire il lavoro derivato con la stessa licenza libera.

Nei paragrafi successivi viene descritto il codice sorgente, il cui listato, scaricabile dal sito, essendo molto lungo, non viene inserito sulla rivista. Per una comprensione migliore delle tecniche di programmazione impiegate è consigliabile scaricare il sorgente e tenerlo sott'occhio mentre si prosegue la lettura.

Ciclo principale

In figura 9 è visibile il flow-chart del ciclo principale del programma. I rettangoli con il bordo arrotondato indicano chiamate a subroutine. Accanto ai rettangoli arrotondati è riportato, in grassetto, il nome che hanno le routine nel file sorgente. Le scritte in grassetto sulle frecce indicano il nome delle etichette di destinazione dei salti, in modo che sia possibile un raffronto immediato tra il *flow-chart* e il codice sorgente che riporta tali etichette. Le istruzioni, i controlli e le chiamate a routine effettivamente presenti nel codice sono molte di più di quante indicate sul flow chart, che è stato semplificato per una lettura più agevole.

Il firmware non utilizza *interrupt*, ma la tecnica del *polling* per leggere lo stato dei pulsanti e degli ingressi collegati tramite i fotoaccoppiatori. Per distinguere l'ultimo pulsante premuto da quelli che erano stati già premuti in passato, per valutare l'ordine di pressione in sequenze di comando a più tasti contemporanei, e per riconoscere il fronte di salita dell'ingresso "fire" (il quinto ingresso) dal PLC, di ciascun pulsante e fotoaccoppiatore è necessario conservare tanto lo stato attuale che lo stato precedente.

Di questo si occupa la routine **ReadInputs**, che mantiene aggiornate entrambe le informazioni ed effettua anche il *debounce* dei pulsanti in firmware: finché una configurazione dei pulsanti non permane per un certo tempo, configurabile con la costante cBounce, dipendente dalla meccanica dei pulsanti, la lettura viene scartata, perché dovuta a rimbalzi, e ripetuta, attendendo che una lettura stabile permanga a lungo, segno che i rimbalzi sono finiti.

Descrizione del firmware

di Paolo Sancono

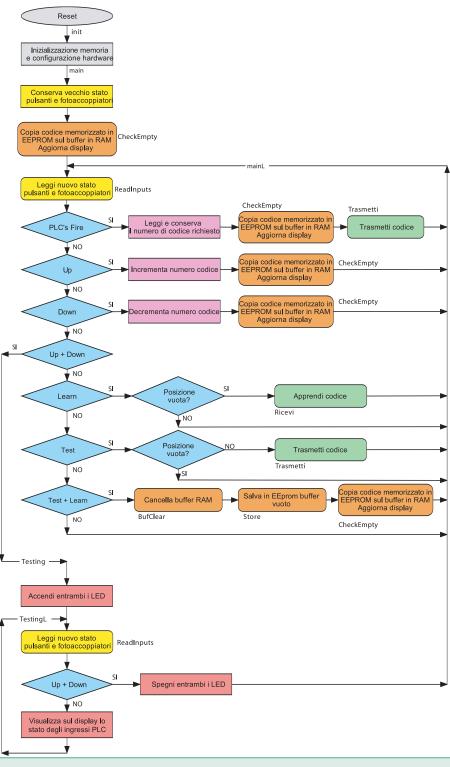



Figura 9 *Flow-chart del ciclo principale del programma*

Nei rombi azzurri del *flow chart* è stato indicato solo il nome del tasto o dei tasti premuti, ma si intende un controllo più complesso, su stato attuale e stato precedente, visionabile sul file sorgente: in caso di pulsante unico, questo deve essere stato appena premuto, e altri pulsanti non devono essere premuti in contemporanea; in caso di combinazioni a più tasti, questi devono essere stati premuti nella sequenza corretta. In base al tasto premuto, alla combinazione di tasti premuta, o in risposta alla richiesta del PLC, vengono richiamate le routine necessarie a portare a termine il compito richiesto.

Risorse hardware e inizializzazione

Le risorse hardware del PIC utilizzate sono: i file registers di tutti e 4 i banchi, ingressi/uscite digitali sulle tre porte A B C, i weak pull-up su PORTB, il Timer1 usato come contatore, la possibilità di salvare e rileggere dati sulla EEPROM programma dal firmware. È stato inoltre implementato, tramite routine, un buffer in RAM accessibile sequenzialmente. La routine **init** configura l'hardware per l'utilizzo: azzera i file registers utente in tutti e 4 i banchi, disattiva i convertitori Analogico/Digitali in modo da poter utilizzare tutti i pin di PORTA come input/output digitali generici, configura opportunamente i registri di direzione (TRISA TRISB TRISC), attiva i weak pull-up su PORTB e configura il Timer1 con un prescaler 1:2. Osservate direttamente sul file sorgente come si effettua ciascuna di queste operazioni.

Apprendimento di codici

La routine **Ricevi** è la più complessa e lunga dell'intero programma, e si occupa di apprendere i segnali infrarossi provenienti dai telecomandi, effettuando diversi controlli di validità prima di memorizzarli in EEPROM. In figura 10 è visibile il flow-chart della routine Ricevi. Il led rosso "Learn" viene acceso ad indicare che si attende un segnale da un telecomando per memorizzarlo. Se passano 5 secondi senza

LA SCELTA DEL VALORE DEL PRESCALER PER TIMER1

Timer 1 viene configurato come contatore a base di tempo fissa. Diventa quindi un cronometro utilizzato durante l'apprendimento e la ripetizione dei codici per valutare quanto durano i treni di impulsi e gli intervalli tra un treno e il successivo del segnale del telecomando. Timer 1 viene configurato per utilizzare il conto istruzioni come sorgente di clock (impostazione di default all'avvio del PIC). Il PIC del progetto oscilla con un quarzo da 4Mhz, ed esegue una istruzione ogni 4 colpi di clock, quindi ad una frequenza di 1 Mhz. Questa frequenza può essere ridotta da un prescaler impostabile da firmware prima di essere utilizzata da Timer1. Occorre scegliere un valore del prescaler opportuno in modo da poter valutare e memorizzare efficacemente la durata dei treni di impulsi e gli intervalli di tempo tra un treno e il successivo, per consentirne una riproduzione fedele dei segnali dei telecomandi. Chiediamoci dunque qual è l'intervallo di tempo minimo e massimo che vogliamo valutare.

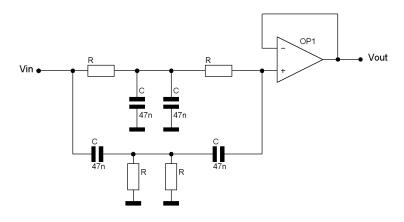
Essendo la frequenza della portante dei telecomandi di circa 40 kHz, non ci saranno mai treni di impulsi più corti di 25 μs, che è l'intervallo di tempo tra un impulso e il successivo. È desiderabile che la risoluzione con cui vengono valutati gli intervalli di tempo sia circa 1/10 dell'intervallo più corto atteso, in modo da essere certi di non perdere un treno di impulsi troppo corto contando troppo poco. All'estremo opposto, occorre essere pronti a valutare intervalli di tempo lunghi fino ad un decimo di secondo, che è un tempo più grande della durata massima della singola permanenza in un livello riscontrata nei codici dei telecomandi.

Impostando il prescaler su 1:2, si soddisfano entrambe le esigenze: il contatore di Timer1 avanzerà alla frequenza di 500 kHz, vale a dire incrementerà di 1 ogni 2 μs. Con questa scelta l'impulso più stretto teorico che ci si può attendere dai telecomandi, di 25μs, incrementerà il contatore di Timer1 di 12 o 13, un conteggio sufficiente per essere certi di non perdere l'impulso. All'estremo opposto, l'impulso più lungo valutabile, essendo il contatore a 16 bit, è pari a 65535 * 2μs = 131 ms, superiore al decimo di secondo necessario.

Metti alla prova le tue conoscenze e le tue capacità rispondendo al quesito, se la risposta si rivelerà esatta potrai vincere l'esclusiva felpa pile di Fare Elettronica. Ogni mese sulle pagine della rivista troverai la soluzione del quesito del mese precedente e il nome del vincitore di uno dei quesiti pubblicati. Tutti i partecipanti riceveranno un coupon del 10%* di sconto utilizzabile per un acquisto nello shop di www.farelettronica.com.

* Validità 3 mesi

Quesito - LST24812

Per un sistema elettrocardiografico digitale è necessario reiettare i disturbi alla frequenza di rete (50Hz) per questo motivo viene inserito un filtro notch tra lo stadio amplificatore e lo stadio di conversione AD. Il filtro utilizzato è un notch attivo realizzato con un amplificatore operazionale secondo lo schema di figura. Premesso che i componenti siano tutti ad alta stabilità termica ed a bassissima tolleranza e per C sia scelto un valore di 47nF, qual è il valore corretto per la resistenza R?

Scadenza: il termine ultimo per rispondere è il 28 Febbraio 2006

Regolamento

1) Il quiz è aperto a tutti i lettori.

2) Saranno considerate esclusivamente le risposte pervenute entro la scadenza indicata nel quesito.

3) Inviare la risposta compilando il modulo su **www.farelettronica.com/lesotutte**.

ricevere nulla, si spegne il Led Learn senza memorizzare nulla ad indicare l'errore di apprendimento. I 5 secondi non vengono contati da Timer1, ma direttamente da un ciclo in assembler che incrementa un contatore a 24 bit memorizzato in 3 variabili ad 8 bit temporanee. Effettuando accuratamente il conto istruzioni all'interno del ciclo è infatti possibile sapere a priori quanto tempo il PIC impiegherà ad eseguirlo, senza doverlo cronometrare separatamente con un timer: sui PIC, infatti, tutte le istruzioni impiegano 4 colpi di clock per essere eseguite; fanno eccezione quelle di salto (condizionato o incondizionato) che ne impiegano 8.
Appena si riceve il primo treno di impulsi, situazione segnalata al PIC dall'integrato ricevitore ponendo a zero la relativa linea di ingresso, si fa partire Timer1 che, azzerato preventivamente, terrà conto autonomamente del tempo che passa, come descritto nel riquadro relativo al prescaler. Si esegue quindi il loop RiceviL1, attendendo la fine del treno, per memorizzarne la sua durata nel buffer in RAM, che verrà descritto nel seguito. Timer1 viene quindi azzerato per riutilizzarlo. Il valore iniziale non viene mezzo a 0 ma a 3, per compensare per il tempo impiegato dalle istruzioni di memorizzazione in buffer di RAM e le altre presenti tra i due cicli: la costante 3 è stata valutata ancora una volta tramite la tecnica del conto istruzioni.
Da notare che è opportuno leggere e scrivere da/su Timer1 mentre questo è fermo, poiché, essendo questo un contatore a 16 bit, e la CPU a 8 bit, l'operazione di lettura/scrittura va effettuata in due tempi, e non fermando il timer si corre il rischio che il valore cambi tra la lettura/scrittura del byte basso e quella del byte alto, ad esempio perché il byte basso era prossimo a 0xFF e va in *overflow* nell'intervallo di tempo compreso tra le due letture, falsando la lettura del byte alto che risulterà superiore di 1 al valore che aveva quando si è letto il byte basso.
Segue il loop RiceviL2, analogo a RiceviL1, che memorizzerà la durata dell'intervallo di assenza del treno di impulsi. Si prosegue alternando RiceviL1 e RiceviL2 fino a che un intervallo di durata superiore a 130 ms indica che il codice è finito poiché non si sta ricevendo più nulla. In tal caso si conserva nel buffer un marcatore pari a 0xFFFF per indicare la fine del segnale.
Dopo l'uscita dai loop, si effettua un ultimo controllo sul numero minimo di transizioni ricevute: se sono meno di 15, si è ricevuto un disturbo a luce infrarossa non valido, anziché il codice di un telecomando, che comprende sempre una serie di transizioni in numero superiore a 15. Se il codice è valido, viene memorizzato anche in EEPROM tramite la routine **Store**, descritta nel seguito, e il display viene aggiornato richiamando **CheckEmpty**, descritta nel seguito: il punto decimale di accenderà ad indicare che la posizione è occupata e il codice è già stato memorizzato in EEPROM. In caso contrario si spegnerà il led rosso, ma non si accenderà il punto decimale, ad indicare l'errore di apprendimento.

Ripetizione codici

Per la ripetizione dei codici appresi, non è sufficiente mandare un pin di uscita del PIC alto o basso seguendo gli stessi intervalli di tempo memorizzati durante l'apprendimento: è infatti necessario anche modulare il segnale con una portante di 40 kHz. È necessario altresì utilizzare un duty-cycle inferiore al 50% per erogare più corrente della nominale nei LED infrarossi senza bruciarli. La routine **Trasmetti** si occupa della ripetizione dei codici. Essa contiene due cicli analoghi a quelli di Ricevi. Prima di ciascun ciclo Timer1 viene riazzerato, compensando per il tempo perso durante le operazioni precedenti. Timer1 viene utilizzato per cronometrare la durata del ciclo. All'interno del primo dei due cicli vengono generati i treni di impulsi, che hanno la durata giusta grazie al conto istruzioni: per ottenere 40kHz il periodo deve essere di 25 ms, pari a 25 istruzioni con un quarzo da 4Mhz. Il ciclo è quindi costituito dalle due istruzioni che accendono e spengono il led infrarosso, e istruzioni NOP (et *similia*, vedi riquadro "Perdere tempo in assembler") in quantità giusta affinché il conto istruzioni sia di 25 per l'intero ciclo, compresi i controlli e i salti necessari a ripeterlo. Il secondo ciclo non effettua operazioni, dovendosi trasmettere,

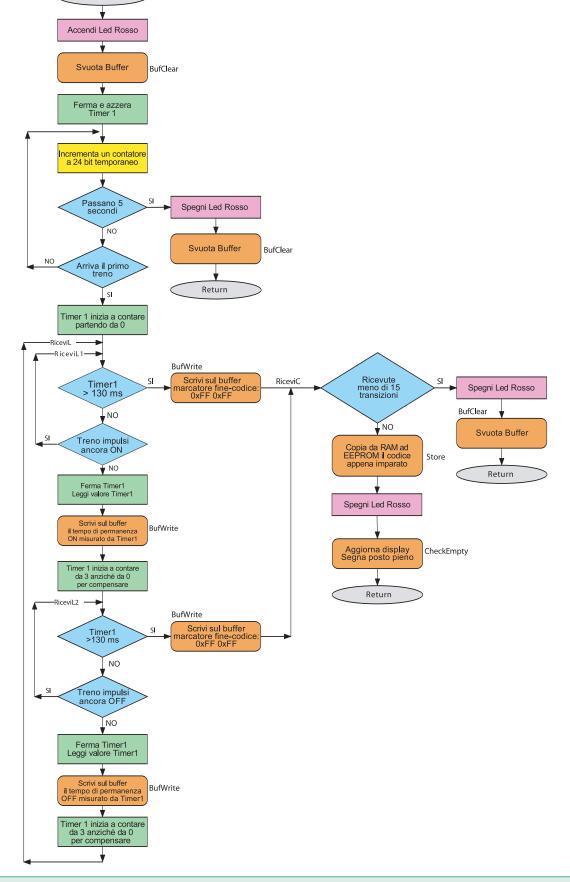



Figura 10 *Flow-chart della routine Ricevi*

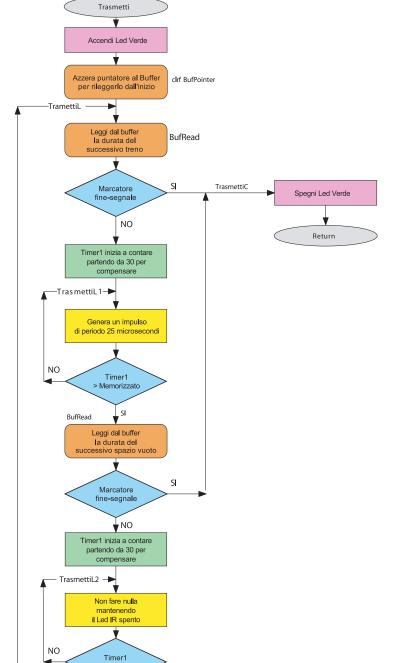
durante tale ciclo, la pausa tra un treno di impulsi e il successivo. Si esce da ciascuno dei due cicli quando Timer1 ha raggiunto – o superato appena – il valore prima memorizzato durante l'apprendimento, valore che viene riletto dalle posizioni successive del buffer in RAM (descritto nel seguito), che era già precaricato con il segnale da ritrasmettere. La trasmissione si conclude alla lettura di 0xFFFF, utilizzato come marcatore di fine-segnale.

Figura 11 Flow-chart della routine Trasmetti

CheckEmpty, routine tuttofare

La routine **CheckEmpty**, che abbiamo incontrato sia nel ciclo principale che al termine della routine **Ricevi**, effettua 3 operazioni: aggiorna il display visualizzando il numero di posizione attuale, memorizzata nella variabile globale Number; carica dalla EEPROM al buffer in RAM i contentuti della posizione di memorizzazione corrispondente; verifica se questa è piena o vuota, settando un flag di un bit corrispondente in una variabile globale e accende o spegne il punto decimale del display. CheckEmpty viene quindi richiamata in diversi punti del programma per uno o più dei seguenti 3 scopi: aggiornare il display visualizzando il numero corretto, controllare se la posizione di memoria attuale è libera, richiamare da EEPROM uno dei codici memorizzati.

Display 7 segmenti e altri Led

Per visualizzare numeri e lettere su un display a 7 segmenti, occorre accendere i segmenti opportuni. Questa funzione è stata isolata nelle routine Show e ShowW, che mostrano sul display il numero memorizzato rispettivamente nella variabile Number e nell'accumulatore W. Entrambe utilizzano un tavola che associa ad ogni numero la configurazione di segmenti opportuna. Per come è stato collegato il display al PIC, mettere a zero l'uscita accenderà il segmento corrispondente. Per rendere il codice assembler più leggibile, sono state isolate anche le routine di accensione/spegnimento Led e dot point del display. È infatti molto più chiaro leggere *call DisplayOff* oppure *call LedTestOn* anziché *movlw 0xFF movwf PORTC* oppure bcf PORTB, 3. Nel file sorgente troverete anche una lunga

Pordenone Fiere
www.fierapordenone.it
29-30 Aprile : 09.00 > 13.30
1 Maggio : 09.00 > 13.00

“PERDERE TEMPO” IN ASSEMBLER (SENZA SPRECARE MEMORIA PROGRAMMA)

Spesso è necessario inserire istruzioni NOP per allungare cicli in assembler che devono avere una durata precisa e predeterminata. Se le NOP da inserire sono più di 20, allora è chiaro che conviene inserire un ciclo contatore, per non sprecare 20 word di memoria programma in sole NOP. Ma quando le NOP sono una decina o meno può non essere conveniente inserire un ciclo, che ha comunque bisogno di un aggiustamento con le NOP avanzanti in coda.
Si possono allora utilizzare due trucchi che realizzano la “doppia nop” e la “quadrupla nop”: istruzioni che impiegano il doppio e il quadruplo del tempo di esecuzione di una NOP, occupando sempre un’unica word di memoria programma, e senza altri effetti. Per avere queste due istruzioni in più, che chiameremo dnop (doppia NOP) e qnop (quadrupla NOP), definite queste due macro all’inizio del vostro programma assembler:

```
dnop     macro
local    label
label    goto     label+1
         endm
qnop     macro
         call     QNop
         endm
```

ora cercate una istruzione return già presente nel vostro programma e metteteci l’etichetta QNop d’avanti, così (rispettate maiuscole e minuscole):

```
QNop     return
```

Benissimo! Queste due modifiche hanno occupato 0 memoria programma, poiché le macro non occupano memoria programma e l’istruzione return era già presente da qualche parte, e gli abbiamo solo attaccato un’etichetta.
La macro dnop verrà tradotta nell’istruzione goto $+1, vale a dire salto incondizionato alla locazione immediatamente successiva: l’istruzione di salto incondizionato, come ogni istruzione, occupa una sola word, ma ha bisogno, come ogni istruzione di salto, del doppio del tempo per essere eseguita, indipendentemente dal fatto che la destinazione è proprio la locazione successiva.
La macro qnop verrà tradotta nell’istruzione call QNop: il PIC impiegherà il tempo di due istruzioni per effettuare il salto a QNop, dove l’istruzione trovata è una return, che impiegherà di nuovo lo stesso tempo per effettuare il salto indietro lì dove si era.
Attenzione: l’istruzione return, sui PIC16F, distrugge il contenuto di W, occorre pertanto evitare l’uso di qnop se interessa conservare W intatto; non ci sono problemi, invece, con nop e dnop.
Una volta definite queste due macro, una sequenza di 10 NOP, che avrebbe occupato 10 word di memoria programma, ne occupa solo 3, così:

```
         qnop
         qnop
         dnop
```

con un codice assembler certamente più compatto, leggibile e chiaro di un ciclo, e più comodo, perché più sintetico, di una lunga lista di nop, che costringerebbe a scorrere la finestra di editing in alto e in basso per vedere interamente una sezione di codice comprendente diverse di queste sequenze.
Questa tecnica è utilizzata nella routine **Trasmetti** del firmware del progetto per i piccoli aggiustamenti di durata dei cicli. Per i ritardi più lunghi si usa la routine **Delay**, che effettua cicli a contatore.

sezione di definizione costanti legate alla porta e al pin ai quali è stato collegato l'hardware, in modo da utilizzare il nome evocativo della costante nel resto del programma anziché criptici literal numerici. Un vantaggio ulteriore dell'uso delle costanti è che la routine può essere riutilizzata in ogni progetto che comprende un display a 7 segmenti: se il display viene collegato ad un'altra porta, è sufficiente ridefinire la costante associando la porta corretta, e la routine funzionerà immediatamente nella nuova situazione.

Il buffer in RAM

Il PIC scelto, della serie 16F, non consente di indirizzare la memoria linearmente e consecutivamente come i PIC della serie 18F: ogni volta che si desidera un byte dai file registers, occorre prestare attenzione alle impostazioni di banco correnti.

Per la nostra applicazione, durante l'apprendimento e la ripetizione codici, occorreva un metodo rapido per memorizzare fino a 128 valori a 16 bit, corrispondenti alla durata degli intervalli di presenza/assenza della portante, misurati da Timer1. L'idea di scrivere o rileggere direttamente in/da EEPROM i valori è da scartare perché la EEPROM è troppo lenta per tener testa al segnale man mano che arriva: occorre un buffer veloce in RAM. Le tre routine **BufClear BufWrite BufRead** presenti nel codice sorgente implementano un buffer di 256 byte allocandolo come indicato in Tabella 1 nei file registers a disposi-

Byte da memorizzare (256 in tutto)	Indirizzi assoluti a 9 bit	Indirizzi a 7 bit + banco
Primi 96 (0x60) byte	da 0x110 a 0x16F	da 0x10 a 0x6F, banco 2
Altri 96 (0x60) byte	da 0x190 a 0x1EF	da 0x10 a 0x6F, banco 3
Ultimi 64 (0x40) byte	da 0x0A0 a 0x0DF	da 0x20 a 0x5F, banco 1

Tabella 1 Allocazione dei 256 byte del buffer in RAM nelle zone di memoria non consecutive a disposizione dell'utente

zione dell'utente, nei banchi 1 2 e 3. Il banco 0 è stato lasciato libero per le altre variabili del programma.

Il PIC utilizzato nel progetto ha indirizzi di file registers validi a 9 bit: da 0x000 a 0x1FF. Quando si specifica un file register in una istruzione, dopo la compilazione, nella instruction word vengono conservati solo i 7 bit meno significativi: occorre allora assicurarsi che entrambi i bit di selezione banco siano al valore corretto.
È possibile specificare direttamente 8 bit di indirizzo tramite l'indirizzamento indiretto realizzato con FSR (*File Select Register*) e INDF (*Indirect File*): in questo caso occorre assicurarsi che il solo bit più significativo di selezione banco sia impostato al valore corretto. Nelle routine viene utilizzata quest'ultima tecnica. Per passare i parametri alle routine si utilizzano due variabili dichiarate in banco 0:
BufPointer: punta al dato da leggere/scrivere sul buffer.
BufData: contiene il byte letto/da scrivere sul buffer.
Le routine utilizzano internamente la variabile temporanea **Passaggio** dichiarata nei *cross-bank file registers* (0x70÷0x7F): questi sono i 16 file registers accessibili indipendentemente dal banco selezionato. Ecco come utilizzare le varie routine:
clrf BufPointer: riporta il puntatore al primo byte del buffer.
call BufClear: pone a 0x00 i primi due byte del buffer, a 0xFF tutti gli altri, intendendo così che il buffer sia vuoto.
call BufWrite: scrive il dato presente in BufData al posto corretto e incrementa BufPointer
call BufRead: legge il valore successivo dal buffer, lo copia in BufData e incrementa BufPointer.
Ciò che fanno le routine è trasformare BufPointer nella coppia di valori selezione-banco/valore-di-FSR corretti per leggere/scrivere tramite INDF dalla/nella locazione di memoria opportuna, secondo quanto riportato in Tabella 1.
Un buffer in RAM ad accesso sequenziale come questo, in PIC che sono sprovvisti di indirizzamento lineare, è utile in mille occasioni e le tre routine possono essere riutilizzate senza modifiche in altri progetti.
All'interno dello stesso progetto, il buffer può essere utilizzato per gli scopi più disparati, ogni volta che occorre memorizzare discrete quantità di dati in sequenza rapidamente, senza poter o voler curare ogni volta la selezione del banco corretto.

Le memorizzazioni in EEPROM

Un segnale proveniente dal telecomando appena memorizzato viene conservato nel buffer in RAM, ma verrebbe perso togliendo alimentazione al PIC.
Per conservare permanentemente i dati, si è deciso di utilizzare gli ultimi 4k-word di memoria EEPROM-programma del PIC, utilizzati quindi come memoria dati, riservando i primi 4k al programma vero e proprio. Agli indirizzi da 0x1000 a 0x1FFF trovano posto 16 posizioni di memorizzazione ciascuna di 256 word.
Delle word – a 14 bit – vengono utilizzati solo gli 8 bit più bassi per conservare un byte in ciascuna word, gli altri 6 bit vanno sprecati. Nel codice sorgente troverete due routine: **Store** e **Recall**, che copiano dati dal buffer in RAM ad una delle 16 posizioni in EEPROM e viceversa. Si specifica la posizione desiderata ponendo un numero compreso tra 0 e 15 nella variabile dichiarata in banco 0 **Number**, che nel nostro programma conserva il numero visualizzato sul display oppure il numero di codice richiesto dal PLC.
Anche queste due routine possono essere utilizzate proficuamente in altri progetti, tutte le volte che occorra memorizzare dati nella EEPROM interna del PIC: il tramite del buffer in RAM ad accesso sequenziale può ridurre notevolmente la complessità di gestione della scrittura/lettura diretta in EEPROM.

CONCLUSIONI

Con questa seconda parte abbiamo concluso. Lascio a voi la possibilità di personalizzare il codice, che vi ricordo può essere scaricato dal sito di Fare Elettronica, per adattarlo alle vostre esigenze, i commenti presenti nel codice stesso vi aiuteranno in questa impresa.
Buon lavoro!

Codice MIP 248064

11 - 12 MARZO 2006

- Elettronica
- Video
- Strumentazione
- Componentistica
- Hi-Fi
- Computer
- Esposiz. Radio d'Epoca
- Filatelia

RADIOMERCATINO di PORTOBELLO

SABATO 9,00 - 18,30 - DOMENICA 9,00 - 17,30

CENTRO FIERA DEL GARDA - Via Brescia, 129 - 25018 MONTICHIARI (BS)
Tel. 030 961148 - 961062 - Fax 030 9961966 - info@centrofiera.it - www.centrofiera.it

Quarta parte
n° 247 - Gennaio 2006
Interfaccia per la programmazione IN-SYSTEM

Quinta parte
n° 248 - Febbraio 2006
Interfaccia con display a sette segmenti

Sesta parte
n° 249 - Marzo 2006
Macchine a stati finiti

CPLD by Example

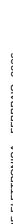
Nella puntata precedente abbiamo concentrato la nostra attenzione sul circuito di interfaccia JTAG per CPLD Xilinx e su alcuni utili aspetti della sintassi Verilog. In questa quinta puntata prendiamo in considerazione un circuito di espansione a display, da collegare alla piastrina di sviluppo per CPLD. Tratteremo poi il tema dei vincoli di progetto e infine un paio di applicazioni relative alle misure di tempo.

IL CIRCUITO

Lo schema dell'interfaccia a display è descritto in figura 1. Il circuito contiene quattro display a sette segmenti ad anodo comune ed è realizzato su una piastrina di dimensioni identiche a quella del circuito-base e tale da innestarsi esattamente su di essa.
Nello schema, i display sono collegati ad un bus comune a 8 bit, attraverso il quale vengono inviati i comandi per l'accensione dei sette segmenti più il punto decimale. Vi sono poi quattro segnali di abilitazione (SEL1÷SEL4) che, per mezzo dei transistor T1÷T4, consentono di abilitare una cifra alla volta, in modo multiplexato.
Nelle figure 2a e 2b è riportato il circuito stampato, lato rame, dell'interfaccia insieme al piano di montaggio dei componenti. Questo circuito ci servirà per testare alcuni esempi. Nella puntata presente tratteremo di applicazioni riguardanti le *misure di tempo*.
Nelle varie situazioni, di quando in quando, trarremo lo spunto per soffermarci su alcune caratteristiche della sintassi del Verilog. Per non appesantire la trattazione, non abbiamo lo scopo di dilungarci sui dettagli del linguaggio, ma di esaminare gli elementi necessari a comprendere ed affrontare subito la realizzazione degli esempi pratici. Per una trattazione completa ed esauriente del Verilog, si può fare riferimento al Verilog Reference Manual citato nella bibliografia.

Elenco componenti	
R1÷R4, R37÷R39	Resistenza 1 KΩ 1/4 W
R5÷R36	Resistenza 330 Ω 1/4 W
S1÷S3	Pulsante per c.s.
SP	Buzzer piezoelettrico
T1÷T4	Transistor pnp 2N2907
IC1÷IC4	Display 7 segmenti anodo comune Fairchild MAN3910A
J1	Connettore lineare a striscia, 18 pin, F
J2	Connettore lineare a striscia, 14 pin, F

VINCOLI DI PROGETTO

Apriamo una parentesi e trattiamo l'argomento dei vincoli di progetto, per riprendere poi con alcuni esempi di codice.
Con il termine *constraints* si intendono i *vincoli* che si desiderano dare al progetto affinchè rispetti le specifiche desiderate.
Per esempio, a volte è desiderabile passare al Sintetizzatore o al Fitter una direttiva per ottimizzare certe parti di codice o diventa indispensabile assegnare il *pinout* per i segnali che vengono gestiti. Infatti, se certe caratteristiche non vengono fissate espressamente, il processo di implementazione le assegna secondo il proprio arbitrio. In questo paragrafo presentiamo alcuni tra i più utilizzati constraint Xilinx. Per informazioni complete e dettagliate possiamo fare riferimento al sito ufficiale. Va detto che vi sono constraint che sono supportati solo da alcune

Interfaccia con display a sette segmenti

di Agostino Rolando

architetture di dispositivi per cui, prima di inserirli nel progetto, è bene consultare le relative tabelle di applicazione. I vincoli si possono suddividere in diverse categorie; verranno presentati quelli che riguardano più da vicino il tema del corso, cioè le CPLD.
Un primo genere di suddivisione dei constraint può essere fatto in base alle fasi del flusso di progetto in cui si applicano. Si possono quindi catalogare i constraint come segue:

Direttive per il Fitter: sono i vincoli applicabili nella fase di "fitting", ad esempio BUFG, LOC, SCHMITT_TRIGGER, TIMESPEC, PERIOD, PULLUP.

Direttive per il Mapping: il termine è mutuato dal flusso di progetto per FPGA, ma lo riportiamo perchè questi vincoli si applicano anche alle CPLD che utilizziamo nei nostri progetti.
Si tratta di direttive che istruiscono il processo di "mappatura" dei gates logici ad effettuare specifiche operazioni, ad esempio: SLEW (con due possibili argomenti: FAST o SLOW), che ha lo scopo di incrementare o limitare la velocità di un buffer di I/O; PULLUP, che consente di inserire pullup sui pad di ingresso, sui tri-state di uscita o sui pad bidirezionali.

Constraint di Sintesi: istruiscono il tool di Sintesi ad effettuare specifiche operazioni. Ad esempio BUFG, che si applica a un qualunque buffer di ingresso o net di ingresso e mappa il

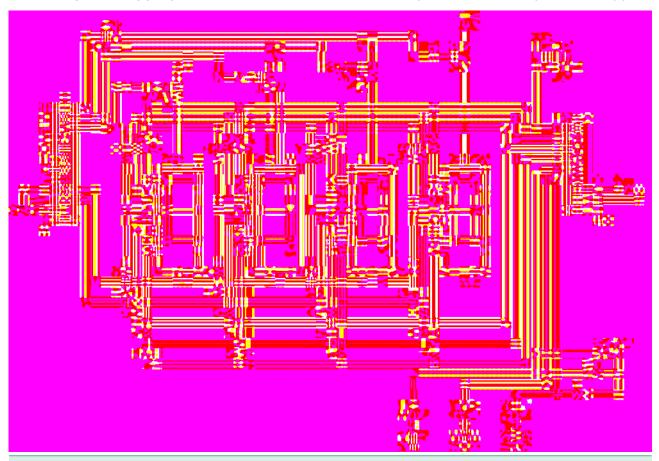



Figura 1 Schema elettrico del modulo di espansione a display

segnale su una net globale; LOC per il pin-locking. Da un altro punto di vista, più funzionale, si possono suddividere i vincoli in:

- **Direttive di inizializzazione:** sono le direttive, come ad esempio la INIT, che servono a imporre valori iniziali a porzioni di logica come ROM, registri, ecc.
- **Constraint logici:** sono vincoli che vengono associati ad elementi del progetto prima delle fasi di mapping o fitting. L'applicazione dei constraint logici favorisce il raggiungimento delle performance richieste al progetto. Più avanti nel flusso di progetto, quando verrà scelta una specifica architettura ed effettuato il "fitting" sul dispositivo reale, i constraint logici verranno tradotti in i constraint fisici. Per assegnare constraint logici si impiegano particolari attributi o commenti (questi due termini sono spesso usati come sinonimi) nel file User Constraint File (UCF). Per le CPLD il set dei constraint logici è relativamente limitato, rispetto alle FPGA.
- **Constraint di timing:** sono usati per specificare una precisa temporizzazione per una net o un pad del progetto, o per gruppi di essi.
  Un esempio è dato da PERIOD, che ottimizza il periodo di uno specifico segnale di clock.
- **Constraint di placement:** servono per il piazzamento di elementi logici come flip-flop, ROM, ecc. Ad esempio, rientra in questa categoria il già citato pin-locking del dispositivo.

Come inserire i constraints

L'inserimento di un vincolo può essere fatto in diverse maniere: per esempio, mediante la form di immissione propria del *Constraint Editor* di ISE o scrivendo particolari *commenti* nel file sorgente Verilog. In quest'ultimo caso la sintassi si può desumere dal seguente esempio, che è relativo al pin-lock:

```
module top(clk,enable,uscita);
input clk;
input enable;
output uscita;
// synthesis attribute LOC clk "P9"
// synthesis attribute LOC enable "P70"
// synthesis attribute LOC uscita "P35"
...
```

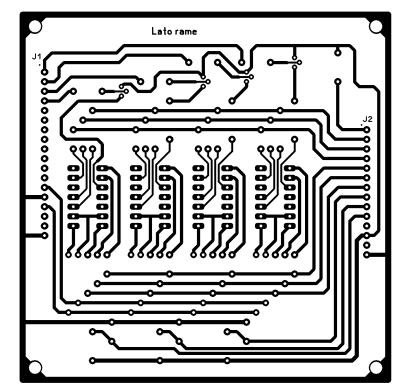
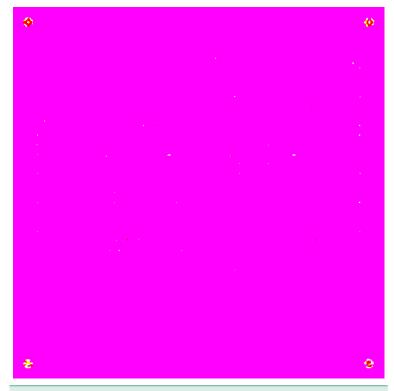
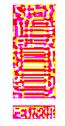



Figura 2a/2b Circuito stampato scala 1:1 (lato rame) e piano di montaggio componenti

Nel caso particolare di segnali raggruppati a bus, si può procedere come nell'esempio seguente:

```
module prova(bus_alfa,segmenti_display);
   input [7:0] bus_alfa;
   output [6:0] segmenti_display;

   // synthesis attribute LOC bus_alfa "P70
P66 P71 P72 P5 P11 P7 P6"
   // synthesis attribute LOC
segmenti_display "P17 P14 P19 P21 P23 P18 P15"
   ...
```

In alcune vecchie versioni del software di gestione, occorreva separare i pin number con delle virgole, come in:

```
// synthesis attribute LOC bus_alfa
"P70","P66","P71","P72","P5","P11","P7","P6"
```

ma le versioni recenti permettono di usare il blank come separatore.
L'altro modo per vincolare il pinout, quello che viene ampiamente utilizzato nei nostri esempi (e che è anche il più pratico, perchè rende il sorgente indipendente dal dispositivo), usa il constraint di *pin locking* entro il file UCF. Tra i diversi constraint che si possono specificare, LOC è sicuramente il più usato.

COME OTTENERE UN CLOCK PRECISO

Passiamo ora ad un'applicazione pratica. Supponiamo di avere a disposizione un oscillatore da 1,843200 Mhz e di voler ricavare un preciso clock a 1 Hertz con il metodo delle divisioni successive. La prima cosa che possiamo fare è prendere carta e matita e indicare le divisioni necessarie da compiere:

1843200 Hz / 18 = 102400 Hz
102400 Hz / 2^9 = 200 Hz
200 Hz : 2 = 100 Hz
100 Hz : 10 = 10 Hz
10 Hz : 10 = 1 Hz

Ci proponiamo ora di tradurre queste operazioni in Verilog. Abbiamo già visto, nella puntata precedente, che dividere per un multiplo di 2 è cosa abbastanza semplice. A tale scopo, avevamo descritto il modulo *clkdiv*. A questo punto, ci occorre ancora gestire la divisione per un numero diverso da un multiplo di due. Con il modulo seguente, *clkdiv_by_2n*, introduciamo uno dei possibili modi per farlo:

Modulo clkdiv_by_2n

```
module clkdiv_by_2n(reset, inclk, outclk);
  // I/O
  input reset,inclk;
  output outclk;
  reg outclk;
  // internal
  reg [3:0] cnt;
  parameter N=9;

  always @ (posedge inclk or negedge reset)
  begin
    if (!reset)
      begin
        outclk <= 1'b0;
        cnt <= 0;
      end
    else
      begin
        if (cnt == 0)
          begin
```

Figura 3 *Prototipo lato componenti e lato saldature*

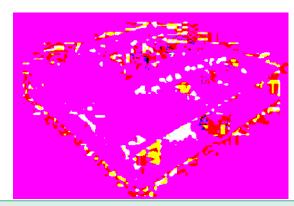



Figura 4 *Dettaglio del montaggio "a sandwich" sulla piastrina-base*

```
            outclk <= ~outclk;
            cnt <= N-1;
            // clock diviso per N
          end
        else
          cnt <= cnt - 1;
      end
  end //always
endmodule
```

A questo codice si deve passare un parametro che identifica il semi-divisore. Ad esempio, se vogliamo dividere per 18, dobbiamo passare il parametro 9.

DESCRIZIONE A LIVELLO TOP

Per mezzo dei moduli clkdiv e clkdiv_by_2n (il primo già visto nella puntata precedente), possiamo ora scrivere la parte di codice, a livello top, che permette di avere un clock preciso a 1 Hz a partire da 1843200 Hz:

```
wire clk102400Hz;
clkdiv_by_2n #(9) u1(res,clk,clk102400Hz);
// clock = 102400 Hz
wire clk200Hz;
clkdiv #(9) u2(res,clk102400,clk200Hz);  //
clock = 200 Hz
wire clk100Hz;
clkdiv #(1) u3(res,clk200Hz,clk100Hz);  //
clock = 100 Hz
wire clk10Hz;
clkdiv_by_2n #(5) u4(res,clk100Hz,clk10Hz);
// clock = 10 Hz
wire clk1Hz;
clkdiv_by_2n #(5) u5(res,clk10Hz,clk1Hz); //
clock = 1 Hz
```

ESEMPIO 1: CRONOMETRO A 4 CIFRE

Il primo esempio (figura 5) mette in atto le funzioni di divisione del clock finora viste e realizza (sull' insieme piastrina-base più interfaccia a display) un cronometro con pulsanti di START, STOP e CLEAR. La risoluzione dello strumento è di un decimo di secondo. Pertanto in questo caso, delle quattro cifre a disposizione, la cifra meno significativa indica i decimi di secondo, la seconda cifra indica i secondi, la successiva indica le decine di secondi e, infine, la più significativa rappresenta i minuti.

Al massimo, il conteggio può arrivare fino a 9 minuti, 59 secondi e 9 decimi.
Al raggiungimento dei 5 minuti viene attivato il beeper piezoelettrico SP.
Il codice completo si può scaricare dal sito di Fare Elettronica.

Sottomoduli

Passiamo ora ad esaminare nel dettaglio i sottomoduli richiamati nell'esempio.

Modulo get_button

Il modulo *get_button* gestisce la pressione di uno dei pulsanti. È derivato dall'esempio di monostabile non retriggerabile presentato nella puntata precedente. Il relativo listato è il seguente:

```
module get_button ( CLK,RES, INTRIG, OUT );
  // I/O
  input CLK;
  input RES;
  input INTRIG; // trigger di input, attivo
low
  output OUT;
```

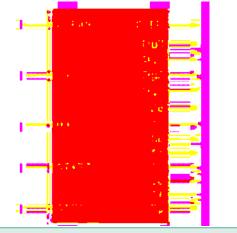



Figura 5 *Schema a blocchi per l'esempio 1*

```
  reg [3:0] conta;
  reg contenab;
  wire tcont;

  assign tcont = ( conta==4'b1111 );
    // Circuito monostabile
  always @ (posedge CLK or negedge RES)
  begin
    if (! RES)
      contenab <= 1'b0;
    else
      if ( ! INTRIG  )
        contenab <= 1'b1;
      else
        if (tcont)
          contenab <= 1'b0;
  end

  always @ (posedge CLK or negedge RES)
  begin
    if (!RES)
      conta <= 4'b0000;
    else
      if (!contenab)
        conta <= 4'b0000;
      else
        conta <= conta + 1;
  end
  assign OUT = contenab;
endmodule
```

Modulo dec_counter

Il modulo `dec_counter` realizza un contatore in base 10 con Chip Enable (segnale CE).

```
module dec_counter(CE,CLK,CLR,QOUT,T_COUNT);
// contatore in base 10
  // I/O
  input CE;
  input CLK;
  input CLR;
  output [3:0] QOUT;
  output T_COUNT;

  reg [3:0] QOUT;
  reg T_COUNT;

  always@(posedge CLK or negedge CLR)
  begin
    if(!CLR)
      begin
        QOUT = 4'b0000;
        T_COUNT = 1'b0;
      end
    else if(CE)
      if(QOUT==4'b1001)
        begin
          T_COUNT = 1'b1;
          QOUT=4'b0000;
        end
      else
        begin
          QOUT = QOUT + 1;
          T_COUNT = 1'b0;
        end
  end
endmodule
```

Modulo six_counter

Il modulo `six_counter` realizza un contatore in base 6.

```
module six_counter(CE,CLK,CLR,QOUT,T_COUNT);
// contatore in base 6
  // I/O
  input CE;
  input CLK;
  input CLR;
  output [3:0] QOUT;
  output T_COUNT;

  reg [3:0] QOUT;
  reg T_COUNT;

  always@(posedge CLK or negedge CLR)
  begin
    if(!CLR)
      begin
        QOUT = 4'b0000;
        T_COUNT = 1'b0;
      end
    else if(CE)
      if(QOUT==4'b0101)
        begin
          T_COUNT = 1'b1;
          QOUT=4'b0000;
        end
      else
        begin
          QOUT = QOUT + 1;
```

```
            T_COUNT = 1'b0;
          end
    end
endmodule
```

Modulo mux_4_1

Il modulo *mux_4_1* è un multiplex da 4 ingressi e un'uscita.

```
module mux_4_1 (sel, inA, inB, inC, inD, Y);
  // I/O
  input [1:0] sel;
  input [3:0] inA, inB, inC, inD;
  output [3:0] Y;
  reg [3:0] Y;

  always @(sel or inA or inB or inC or inD)
  begin
    case(sel)
        2'b00: Y=inA;
        2'b01: Y=inB;
        2'b10: Y=inC;
        2'b11: Y=inD;
      default: Y=inA;
    endcase
  end
endmodule
```

Modulo bcd_to_7

Il modulo *bcd_to_7* effettua la conversione da codice binario a 4 digit verso la codifica a sette segmenti.
Questo codice è esemplificativo di come realizzare una ROM in Verilog.

```
module bcd_to_7(BCD,SEVEN);
  // I/O
  input [3:0] BCD;
  output [6:0] SEVEN;

  reg [6:0] SEVEN;
  //
  // cifre possibili da visualizzare
  //
  //  Sg,Sf,Se,Sd,Sc,Sb,Sa
  parameter[7:0]
    C0 = 8'b1000000, // 0
    C1 = 8'b1111001, // 1
    C2 = 8'b0100100, // 2
    C3 = 8'b0110000, // 3
    C4 = 8'b0011001, // 4
    C5 = 8'b0010010, // 5
    C6 = 8'b0000010, // 6
    C7 = 8'b1111000, // 7
    C8 = 8'b0000000, // 8
    C9 = 8'b0010000; // 9

  always @ (BCD)
  begin
    case (BCD)
      4'b0000: SEVEN = C0;
      4'b0001: SEVEN = C1;
      4'b0010: SEVEN = C2;
      4'b0011: SEVEN = C3;
      4'b0100: SEVEN = C4;
      4'b0101: SEVEN = C5;
      4'b0110: SEVEN = C6;
      4'b0111: SEVEN = C7;
      4'b1000: SEVEN = C8;
      4'b1001: SEVEN = C9;
    default : SEVEN = C0;
    endcase
  end
endmodule
```

È questa, in sostanza, una tabella di look-up che il software di sintesi interpreta come una ROM da 16 parole di 7 bit di ampiezza, come possiamo vedere dall'estratto del file di report:

```
===================================
*           HDL Synthesis         *
===================================
Synthesizing Unit <bcd_to_7>.

  Found 16x7-bit ROM for signal <SEVEN>.
  Summary:
  inferred 1 ROM(s).
Unit <bcd_to_7> synthesized.
```

ESEMPIO 2: TIME INTERVAL COUNTER

L'esempio 2 realizza un Time Interval Counter (TIC), cioè un misuratore preciso di intervalli di tempo. La differenza principale, rispetto all'esempio precedente, sta nel fatto che i segnali di CLEAR e START vengono ora generati internamente. START è qui un'uscita, e l'oscillatore principale è a 100 Mhz (figura 6).
Per mezzo di una macchina a quattro stati, si

attiva dapprima il CLEAR, che fa azzerare il contatore; poi si genera lo START, in corrispondenza del quale si fa partire il conteggio.
Nel momento in cui un ente esterno fa giungere l'impulso di STOP, il conteggio viene fermato.
La risoluzione del TIC è determinata, in prima approssimazione, dal periodo del clock principale, ed è quindi stimabile in 10 nS.
Anche per questo esempio il codice completo è scaricabile dal sito della Rivista.

UTILIZZI

A cosa può servire un Time Interval Counter? Ad esempio, per misure di distanza in applicazioni di tipo sonar o radar, per la rilevazione di eventi nel campo della fisica delle particelle o per la determinazione della lunghezza di un cavo coassiale, nel campo delle microonde.
Consideriamo, in quest'ultimo caso, di avere un cavo di tipo RG58 di 2 metri di lunghezza e per il quale vogliamo calcolare il ritardo di propagazione. Possiamo collegarlo tra i pin START e STOP del nostro dispositivo. Il tempo di propagazione di un impulso elettromagnetico attraverso il cavo è dato dalla formula:

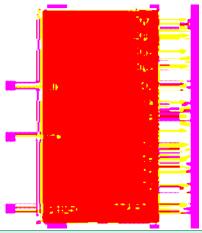



Figura 6 Schema al top-level dell'esempio 2

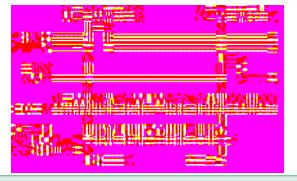



Figura 7 Funzionamento del TIC

Tpd = Lunghezza del cavo / Velocità di propagazione
Ora, nel vuoto la velocità di propagazione è pari a quella della luce:

$$c = 3 * 10^8 \text{ m/s}$$

ma, nel nostro caso, avendo a disposizione un cavo coassiale, occorre tenere conto del *fattore di velocità*, che è pari a 0,66. Per cui, la velocità di propagazione dell' impulso si riduce a:

$$Vp = 0,66 * c$$

Se ne deduce che il tempo di propagazione attraverso il cavo risulta essere:

$$Tpd = 2 / (0,66 * 3*10^8) = 10 \text{ nS}$$

Occorrono quindi 10 nS per "percorrere" 2 metri di cavo.

È chiaro che, poichè il nostro Time Interval Counter consente di apprezzare un intervallo minimo di 10 nS, la misura per cavi di breve lunghezza è imprecisa, comunque possiamo metterlo alla prova per cavi lunghi multipli di due metri. La lettura sul display darà l'indicazione della lunghezza.
Negli apparati di tipo commerciale si utilizzano tecniche software di *interpolazione* con le quali, pur disponendo di un clock a 100 Mhz, si può arrivare anche a discriminare intervalli di tempo di alcune decine di pS. Un progetto completo, per funzionare bene, dovrà tuttavia essere attrezzato con un' adeguata interfaccia elettrica, per pilotare linee a bassa impedenza.

PROSSIMAMENTE

Nella prossima puntata prenderemo in considerazione il tema delle Macchine a Stati e approfondiremo altri aspetti della sintassi Verilog.

BIBLIOGRAFIA

Synopsys HDL Compiler for Verilog Reference Manual, vers. 2000.05, May 2000:
www.stanford.edu/class/ ee108b/labs/verilog_reference.pdf
Fundamentals of Time Interval Measurements, Application Note 200-3, Hewlett Packard:
ilrs.gsfc.nasa.gov/docs/time_interval_measurements.pdf

Codice MIP 248076

Prima parte
n° 248 - Febbraio 2006
Architettura e Livelli ISO/OSI

Seconda parte
n° 249 - Marzo 2006
Standard, soluzioni tecnologiche e sicurezza nelle reti wireless 802.11x

Terza parte
n° 250 - Aprile 2006
Panoramica sull'evoluzione della sicurezza nelle reti wireless: dal WEP al WPA, al 802.11i (WPA2)

Le Wireless Lan 802.11x

Le comunicazioni wireless (senza fili) rappresentano uno degli argomenti di interesse crescente sotto molti punti di vista. Il mercato consumer e quello business richiedono sempre più dispositivi e infrastrutture per collegamenti wireless, e ormai molte tecnologie in questo settore sono pronte per essere utilizzate su vasta scala. In questo approfondimento ci occuperemo dell'argomento "reti wireless" a partire dalle possibili architetture, per chiarire, quindi, i principi di funzionamento su cui si basa tale tecnologia, descrivendo i due livelli dello stack protocollare ISO/OSI, quello fisico e quello data link.

Fin dai primi sviluppi della telefonia mobile di terza generazione (3G) si è compreso che gli utenti della rete sono troppo "affamati di banda" e che i cambiamenti introdotti da tale tecnologia sarebbero stati troppo esigui. Accanto a sviluppi nel mondo della telefonia caratterizzati da risvolti che oggi stiamo osservando più da vicino, si pone la tecnologia 802.11 (**WiFi**) fenomeno in grande espansione e dagli sviluppi in grado di cambiare il mondo delle Telecomunicazioni a livello locale e geografico. Il fenomeno **802.11** è candidato ad essere uno dei grandi eventi nella storia delle telecomunicazioni, come il passaggio dall'analogico al digitale. L'incremento da 20 milioni di nodi Wi-Fi del 2002 agli oltre 60 milioni stimati nel 2003, da la misura della crescita delle reti wireless, che finora sono rimaste circoscritte soprattutto alle abitazioni e alle istallazioni SOHO (Small Office – Home Office). Quando i nuovi protocolli di sicurezza e la stabilità della piattaforma saranno più appetibili anche per le grandi aziende, il Wi-Fi vedrà un'espansione ancora più massiccia.

1. VANTAGGI DEL WIRELESS

Ma quali sono i vantaggi di una rete wireless? Ecco un piccolo elenco:

1. Eliminazione del cablaggio.
2. Riduzione dei costi associati alle infrastrutture di rete.
3. Riduzione dei costi associati alla manutenzione.
4. Possibilità di collegare ambienti non adatti al cablaggio.
5. Facilità nella realizzazione di reti temporanee.
6. Mobilità.
7. Roaming: continuità di comunicazione anche spostandosi da una località ad un'altra.
8. Scalabilità.
9. Estensione di LAN cablate: reti miste wireless-wired.

Una delle applicazioni più comuni per una WLAN è il collegamento in rete dei PC in ambiente home, dove l'utente è poco propenso a stendere cavi tra le stanze. Le funzioni di networking dei vari sistemi operativi, tra cui la condivisione della connessione a Internet, rendono ancora più facile l'installazione della rete e l'accesso a internet da ogni PC. Un enorme vantaggio delle WLAN è la mobilità; per esempio lavorando con notebook dotato di tecnologia wireless Centrino e si vuole cambiare stanza, lo si può fare senza interrompere la connessione. Un altro incentivo alla mobilità domestica viene dall'accesso ai siti multimediali e

Architettura e livelli ISO/OSI

di Enrico Raffone

dall'uso di internet per comunicare senza l'impaccio di una postazione fissa. Tanti produttori tra cui Gateway e Samsung si stanno adoperando per costruire lettori DVD, DivX, Hi-Fi ed altri prodotti consumer capaci di comunicare via Wi-Fi.
Al di fuori di un ambiente home c'è la possibilità di utilizzare per accedere ad internet il laptop dotato di supporto Wi-Fi tramite i cosiddetti hot-spot, punti di accesso Wi-Fi messi a disposizione del pubblico in luoghi come alberghi, aeroporti, università, centri commerciali e bar, per una lista completa basta visitare www.wi-fi.org.

2. ARCHITETTURA DELLE RETI WIRELESS

Solitamente è facile leggere note riguardanti le reti wireless da cui emerge, che per realizzare tale tipo di rete è sempre necessario un dispositivo di accesso centrale (access point), più tante interfacce Wi-Fi (USB, PCI o PC Card) quanti sono i PC da connettere senza fili. Questi riferimenti sono sicuramente incompleti, in quanto realizzare la connessione attraverso l'access point è senza dubbio la soluzione più flessibile e più sicura, ma è anche la meno economica. Nella pratica è molto più semplice ed economico utilizzare altre architetture di rete che non contemplino un access point, soprattutto se bisogna collegare solo un notebook a un paio di desktop o a una piccola rete cablata.
Per avere un quadro completo delle diverse possibilità realizzative prospettate dalla tecnologia, bisogna discriminare le entità disponibili per comporre l'architettura, così da poterci riferire a specifiche situazioni che si possono prospettare. Vedremo che gli aspetti, che stiamo per chiarire, risultano sottolineare meglio la flessibilità delle realizzazioni senza fili.
Lo standard IEEE 802.11 su cui si basano le reti wireless, comprende diversi componenti e funzioni. Abbiamo: la stazione (per esempio il PC da collegare alla rete), l'access point (il punto di accesso centrale per le stazioni) e altre entità come l'*indipendent basic service set* (IBSS, insieme dei servizi base indipendenti), il *basic service set* (BSS, insieme dei servizi di base), il *distribution system* (DS, sistema di distribuzione) e l'*extended service set* (ESS, insieme dei servizi estesi). Secondo il tipo di installazione si utilizza un sottoinsieme più o meno ampio di queste risorse, scalabili dalla singola stanza fino alla grande azienda (figura 1). L'access point funziona come bridge tra le stazioni wireless e una rete cablata già esistente, da crocevia e coordinamento, con la possibilità di connettere stazioni WLAN e un insieme di PC fissi. Un IBSS è una rete wireless composta come minimo da due stazioni ed è soli-

ESS
IBSS
BSS
STA
AP
DS

STA: stazione (un PC con interfaccia WLAN)
AP: access point (punto di accesso WLAN)
IBSS: indipendent basic service set (stazioni in rete senza AP)
BSS: basic service set (una rete con AP e stazioni)
ESS: extended service set (più BSS coordinati da un DS)
DS: distribution system (più AP collegati tra loro)

Figura 1 *Reti Wireless*

Figura 2 *Rete ad-hoc*

tamente chiamato rete wireless ad-hoc. In questo caso non si utilizza nessun access point e non si offrono funzionalità di gestione, ma è sufficiente per una rete di poche stazioni o nel caso in cui è già presente un desktop o una LAN collegati a Internet e si vuole estendere la connessione a un notebook dotato di interfaccia Wi-Fi. Un esempio di IBSS è una rete wireless di tre stazioni, collegate tra loro direttamente, senza i servizi di access point e a spesa minima (vedi figura 2), nel caso in figura abbiamo anche la condivisione della connessione ad internet disponibili per le altre stazioni della rete wireless. Un BSS (figura 3) è una rete composta da un access point e di una o più stazioni, abbiamo la possibilità di inserire anche la connettività ad una rete fissa ethernet. Questa rete è definita anche *infrastructure wireless network* (rete wireless con infrastruttura). Abbiamo detto che un access point fornisce la connettività fra la stazione e la LAN cablata, in ogni caso bisogna ricordare, che un access point fornisce solo la possibilità di estendere alla sottorete wireless una rete già dotata di firewall e delle funzioni di condivisione, quindi per poter avere anche la connessione ad internet bisogna disporre già di una rete LAN Ethernet connessa tramite un gateway. La soluzione alternativa è disporre di un dispositivo che faccia da router, da access point e da gateway , collegato da un lato ad un modem ADSL (per esempio) e dall'altro ai PC connessi ad una rete fissa e alle varie stazioni wireless (vedi figura 4).

Figura 3 *Rete con Access Point (BSS)*

Figura 4 *Rete con Router/Access Point*

Proseguiamo con le possibili architetture di rete che possiamo trovare andando a definire il DS *distribution system*, che viene utilizzato presso aziende dove abbiamo diversi access point interconnessi, all'interno del DS abbiamo più BSS (cioè access point con più stazioni). Il DS fornisce servizi di distribuzione, che permettono alle stazioni di un BSS di connettersi alle stazioni di un altro BSS, quindi una funzione di roaming. Il DS e l'insieme dei BSS prendono il nome di ESS *extended service set*. L'idea del roaming è molto importante, in quanto discutendo di sistemi radio bisogna comprendere la capacità dei terminali mobili di migrare da un Access Point all'altro senza far cadere la comunicazione. Supponiamo di avere una rete wireless (figura 5) con diversi punti di accesso, l'idea è quella di collegarsi al punto di accesso per il quale il segnale è più forte. Il roaming consente di fare questo nel modo più trasparente possibile. C'è da sottolineare che una rete ad hoc è sicuramente più semplice da un punto di vista architetturale, ma più difficile da realizzare per tutta una serie di problemi di installazione e per mancanza di manualistica a riguardo, in tal caso le uniche fonti sono le esperienze pratiche facilmente rintracciabili su internet grazie a forum e siti specializzati. Altra osservazione è a riguardo delle reti BSS o a infrastruttura, di solito vengono anche dette hosted o managed, mentre una rete IBSS o ad-hoc è chiamata anche peer-to-peer o un-managed.

3. DESCRIZIONE DEI LIVELLI DEFINITI NELLO STANDARD 802.11X

Lo standard 802.11x descrive il livello *fisico* e

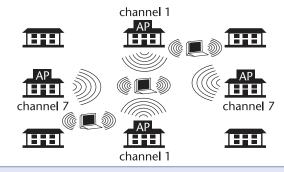



Figura 5 *Roaming tra più Access Point*

PRINCIPI DI PROGETTAZIONE PER SISTEMI DISTRIBUITI ED IL MODELLO ISO/OSI

In una rete occorre rispondere a esigenze molto particolari, si può rispondere a tali esigenze iniziando a risolvere il problema di dove e in che modo collocare intelligenza nell'ambito della rete. All'interno di due terminali che comunicano abbiamo una serie di differenziazioni di funzioni, la prima riguarda quella tra funzioni proprie di un calcolatore e funzioni specializzate per la comunicazione. Ma questa suddivisione non è sufficiente. All'interno di un sottosistema di comunicazione ci sono varie funzioni come l'indirizzamento, la gestione degli errori, ecc. La necessità di fare suddivisioni è dovuta alla volontà di far comunicare elementi eterogenei tra loro, basti pensare a calcolatori di diversi costruttori con diversi sistemi operativi. L'interoperabilità è un concetto fondamentale per le reti, è grazie a questa interoperabilità che si ottengono gli stessi risultati (o quasi) andando ad interagire con un webserver attraverso browser differenti o ad utilizzare diversi client per la posta elettronica con gli stessi effetti. Le applicazioni possono interoperare solo se tutto quello che troviamo al di sotto, che realizza la comunicazione, è capace di interoperare. Nelle prime reti a commutazione di circuito, fatto salvo che tutti rispettassero il brevetto di Bell, intrecciando i fili era possibile comunicare. Man mano che si sono introdotte complicazioni nelle reti a commutazione di circuito il problema della interoperabilità è diventato più consistente. Ad esempio, per rendere interoperabili due reti che utilizzano un meccanismo di creazione della connessione differente, i costruttori di centrali hanno dovuto concordare un modo di rendere compatibile la creazione della connessione, nasce quindi il concetto di standard e cioè la definizione di regole a cui bisogna attenersi per avere compatibilità tra i vari sistemi di comunicazione. Possiamo quindi parlare di una modellizzazione della comunicazione in una struttura a livelli, definendo le regole generali di interazione tra livelli e tra entità nell'ambito di una stessa rete. Ma ci potremmo chiedere perché si sceglie una struttura a livelli e non un blocco unico in cui vengono identificate le funzionalità ? Perché come sempre accade nell'ingegneria dei sistemi complessi, si cerca di suddividere tali sistemi in blocchi, in più la suddivisione a livelli funzionali risulta un ottimo strumento per condividere con altre persone progetti di grande complessità. Il modello "de iure" nell'ambito delle reti è il modello ISO/OSI, introdotto dell'International Standard Organization (ISO) ente di standardizzazione internazionale, è un modello per l'Open System Interconnection (OSI) cioè per l'interconnessione aperta tra sistemi. L'obiettivo di tele standardizzazione è definire un modo per descrivere opportunamente i sistemi di comunicazione, facendo in modo che nel descriverli in maniera standard, questi sistemi prodotti da aziende diverse potessero essere in grado di comunicare tra loro. Esso prevede 7 livelli come evidenziato in figura 6. Prima di chiarire l'importanza di ogni singolo livello bisogna chiarire due importanti questioni:

- Come tali livelli interagiscono all'interno di tali entità.
- Come tali entità interagiscono tra loro.

Al primo quesito si può rispondere dicendo che in un modello puramente funzionale l'interazione è libera e non c'è organizzazione gerarchica, mentre qui si introduce la regola dell'adiacenza secondo la quale ogni livello può interagire solo con i livelli adiacenti. Interagire significa chiedere al livello inferiore di sviluppare un servizio o acquisire una richiesta di sviluppare un servizio dal livello superiore. Al secondo quesito possiamo rispondere ipotizzando di avere a disposizione due entità protocollari identiche nell'ambito della stessa rete, vogliamo creare la comunicazione tra le due entità, i due terminali sono collegati attraverso un mezzo fisico e l'interazione potrà avvenire solo tra livelli omologhi (peer layer). Ogni livello di una entità può comunicare solo con il livello omologo dell'altra entità. Il motivo per cui si lavora con tale regola è sicuramente la necessità di ordine, ma c'è anche un motivo logico, se ogni livello ha delle funzionalità non ha senso far parlare in remoto livelli che sviluppano funzioni diverse. Bisogna sottolineare che la comunicazione tra livelli omologhi in ogni caso avviene a livello logico e non fisico in quanto per la regola dell'adiacenza ogni informazione passa attraverso tutti i livelli sottostanti in entrambe le entità per arrivare quindi al livello fisico dove

avviene l'unica comunicazione di tipo orizzontale. Definiamo in breve i vantaggi e gli svantaggi della realizzazione a livelli secondo il modello ISO/OSI. Sicuramente se pensiamo ai livelli il primo vantaggio è l'interoperabilità esterna tra entità della rete, ma a questo si può facilmente aggiungere l'interoperabilità interna, considerando la standardizzazione delle interfacce tra livelli, con la possibilità di sostituire un livello con un altro omologo in modo trasparente. Un altro vantaggio è l'astrazione con cui si realizzano le diverse funzionalità nell'ambito del singolo livello, tale aspetto si trasforma in uno svantaggio ai livelli più alti come il livello trasporto, dove il canale di comunicazione è visto come insicuro e poco affidabile per quanto riguarda perdita e duplicazione dei pacchetti, insomma si perde contatto con quanto succede al di sotto e non si realizza la particolare situazione della rete. Arriviamo quindi ad una brevissima descrizione dei diversi livelli:

- Livello Fisico: si occupa di trasmettere sequenze binarie sul canale di comunicazione. A questo livello sono specificate da un punto di vista convenzionale, le tensioni 0 e 1, tipi, dimensioni, impedenze dei cavi, tipi di connettori. Il livello fisico è nel dominio dell'ingegneria elettronica.
- Livello Data Link: ha come scopo la trasmissione affidabile di frame (pacchetto dati di livello 2), verifica la presenza di errori attraverso l'aggiunta di una sequenza di controllo detta FCS (Frame Control Sequence). Può gestire meccanismi di correzione di errori tramite ritrasmissione.
- Livello Rete: Questo livello definisce l'instradamento dei messaggi (pacchetti). Determina quali sistemi intermedi devono essere attraversati da un messaggio per giungere a destinazione. Quindi vengono gestite tabelle di instradamento per ottimizzare il traffico sulla rete.
- Livello Trasporto: È il primo livello non implementato nei nodi intermedi della rete, fornisce servizi per il trasferimento dei dati end-to-end, cioè indipendenti dalla rete sottostante. In particolare il livello 4 può: frammentare le informazioni da inviare per raggiungere dimensioni idonee al livello 3, rilevare e correggere gli errori, controllare il flusso, controllare le congestioni.
- Livello Sessione: è responsabile dell'organizzazione del dialogo e della sincronizzazione tra due programmi applicativi e del conseguente scambio di dati.
- Livello Presentazione: gestisce la sintassi dell'informazione da trasferire, e garantisce la portabilità dei dati, in quanto si adopera a trasformare le grandezze secondo il formato di rappresentazione della rete, per poi garantire a destinazione l'operazione duale di traduzione nei formati di rappresentazione caratteristici della macchina destinataria.
- Livello Applicazione: è il livello in cui sono definiti i protocolli su cui sono costruite le principali applicazioni, come http per i web browser o SMTP e POP3 per i programmi di posta elettronica ecc.

Ognuno di questi livelli aggiunge un header al dato da trasmettere, mentre l'unico livello che aggiunge sia in testa che in coda (trailer) è il livello Data Link, dove aggiungiamo in coda la Frame Control Sequence.
Visto quindi in modo molto generale il modello ISO/OSI, andiamo a definire quali tra questi livelli sono definiti nell'ambito dei protocolli 802.11x.

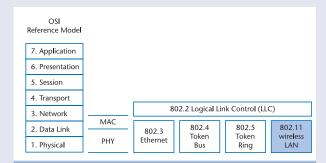



Figura 6 *Stack ISO/OSI per 802.X*

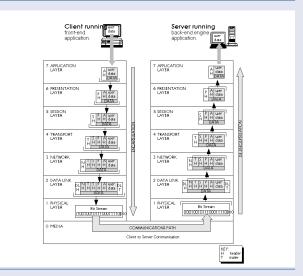



Figura 7 *Imbustamento muliplo e comunicazione nel modello OSI*

datalink (vedi figura 8) attraverso cui si realizza la comunicazione wireless tra le varie stazioni di una delle architetture proposte; esso si basa su un unico sottolivello MAC collegato a più livelli fisici che realizzano varie tecniche di trasmissione via etere, caratterizzate tipicamente da data rate differenti (velocità di trasmissione). Pur essendo a livello *datalink*, lo standard definisce anche delle tecniche di solito implementate da livelli superiori, come la frammentazione, la deframmentazione, gestione ritrasmissione e riscontri.

3.1 Tecniche di trasmissione e ricezione per WLAN (Livello Fisico)

Per le attuali applicazioni WLAN si utilizza due differenti tipi di tecnologie: quella a radiofrequenza (RF) e quella a infrarosso (IR).

Tecnologia RF

Esistono più tipi di modulazioni con caratteristiche specifiche, tra queste citiamo FHSS, DSSS e OFDM, che descriveremo in particolare in questo paragrafo. Per motivi di semplicità ed economia, le frequenze utilizzate dalle reti WLAN sono state scelte nella banda ISM (INDUSTRIAL SCIENTIFIC MEDICAL). Queste possono essere sfruttate da chiunque, senza necessità di licenza, a patto di rispettare le regole fissate da organizzazioni governative, quali la FCC, sul tipo di modulazione impiegata e sui limiti della potenza trasmessa. Su queste frequenze possono coesistere quindi diverse applicazioni che, ovviamente, devono essere poco sensibili alle reciproche interferenze. Per altri riferimenti di natura legislativa rimandiamo al Par. 4. I segnali utilizzati per la trasmissione dei dati possono essere Narrowband o Spread Spectrum (SS).

Un sistema radio Narrowband (o a banda stretta) trasmette e riceve informazioni su una frequenza radio specifica. I dispositivi utilizzati cercano di mantenere la banda del segnale radio quanto più stretta possibile, occupando solo le frequenze strettamente necessarie per l'interscambio di informazioni. *I crosstalk (interferenze) tra canali di comunicazioni sono evitati coordinando attentamente gli utenti su frequenze diverse.*

Questa modalità di ricetrasmissione è particolarmente indicata ogni qualvolta sono necessarie ampie coperture e dove le infrastrutture esistenti o future possono agire come barriere alla diffusione del segnale. La massima potenza trasmissibile è di 1 Watt. Un inconveniente è senz'altro la necessità di ottenere una licenza per ogni luogo da cui collegarsi in rete, nonché la bassa velocità di trasmissione, nell'ordine dei 900 kbps. Invece, un sistema Spread Spectrum (SS) utilizza una banda più estesa di quella necessaria al trasporto dell'informazione usata dalla Narrowband. Il vantaggio consiste in comunicazioni più affidabili e sicure. Due tecniche di modulazione che realizzano lo Spread della banda ed aumentano la robustezza ai disturbi sono la FHSS e la DSSS.

Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS)

In questo caso l'espansione dello spettro è ottenuto modulando il segnale su una portante che, durante la trasmissione, "salta" (hop) da una frequenza ad un'altra, in accordo con una sequenza predefinita, detta Pseudo-Noise (PN). Questa particolare sequenza è nota anche al ricevitore che può così sincronizzarsi istante per istante col trasmettitore, ricevendo correttamente i dati. Infatti, se trasmettitore e ricevitore sono opportunamente sincronizzati, l'effetto globale che si ottiene è l'identificazione di un singolo canale logico. Ad un ricevitore non sincronizzato il FHSS appare come un rumore di tipo impulsivo. All'interno della stessa banda si posso avere più utenti, purché ad ognuno sia assegnata una sequenza "salto" diversa.

Questa strategia è vantaggiosa in caso di interferenza: infatti, se in corrispondenza di una frequenza ci dovesse essere un interferente, questo disturberà il segnale solo nella porzione di tempo limitata in cui vi sarà sovrapposto. Il ricevitore per-

Figura 8 Protocol Stack ISO/OSI con indicazione dello standard 802.11

derebbe solo i dati trasmessi su quella frequenza, ma si tratterebbe quindi di una quantità minima di informazione, poiché questa avviene su quel canale solo per un breve istante di tempo. Si evidenzia che più utenti avranno sequenze di salto differenti in modo da poter essere distinti. Un fattore che caratterizza il sistema FHSS è le velocità a cui avvengono i salti (hop/sec): tanto più questa è alta maggiori sono i vantaggi di questa tecnica. In base alla velocità con cui vengono compiuti i salti in frequenza, si distinguono i sistemi SFHSS e FFHSS, rispettivamente Slow e Fast FHSS.

Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)

Con questa tecnica la successione di bit da trasmettere, prima di essere modulata, è moltiplicata per una sequenza pseudocasuale (spreading). In ricezione dopo la demodulazione viene compiuta una operazione inversa, (despreading) come illustrato in figura 10.

Nel trasmettitore, i bit di dati d_t sono moltiplicati per la sequenza pseudo-casuale pn_t, che ha una banda maggiore di quella relativa ai dati. Gli effetti di questa moltiplicazione nel dominio del tempo e della frequenza sono illustrati nella figura 11. *Nel dominio del tempo ogni bit di dati viene codificato nella sequenza di bit detta chip, mentre in frequenza si assiste all'allargamento della banda e alla conseguente riduzione della densità spettrale di potenza del segnale trasmesso,* poiché la potenza totale resta costante.

In ricezione, dopo la demodulazione, si ha $d_r = d_t * pn_t * pn_r$ se le due sequenze sono uguali e sincronizzate allora $pn_t * pn_r = 1$ e si recupera così il segnale trasmesso. Per quanto riguarda la valutazione di quale tecnica preferire per l'espansione dello spettro, questo è difficile a dirsi, restano però valide le seguenti affermazioni:

- Il sistema DSSS è più veloce del FHSS.
- La DSSS permette l'utilizzo della modulazione di fase, quindi, una maggiore sensibilità del ricevitore.
- La DSSS si presta bene per i protocolli a contesa (CSMA/CD, CSMA/CA).
- La FHSS ha una minore complessità del ricevitore.
- La FHSS presenta, a parità di potenza una maggiore copertura radio.
- La DSSS si predispone in modo naturale alle realizzazioni in cui si fa uso dell'accesso al canale di tipo CDMA (Code division multiple access).

Figura 9 Esempio di una sequenza di salto in un sistema FHSS

Un problema comune ad entrambe le tecniche di trasmissione è quello relativo alla **riflessione**. Superfici riflettenti presenti nell'ambiente in cui è installata la WLAN possono generare percorsi multipli, come mostrato in figura 12. Quindi al ricevitore arriveranno copie ritardate dello stesso segnale, poiché è improbabile che percorsi diversi abbiano la stessa lunghezza.

Come si nota nella figura 13, poiché la DSSS trasmette simboli che hanno una minore durata, è chiaro che, a parità di ritardo, risulti più sensibile a questo effetto della FHSS

I segnali SS e la relativa tecnica di trasmissione

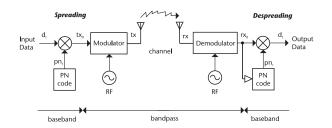



Figura 10 Schema di ricetrasmissione con tecnica DSSS

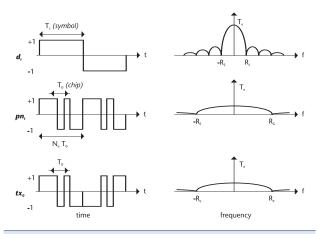



Figura 11 Effetti nel dominio del tempo e della frequenza della moltiplicazione del segnale per la sequenza pseudocasuale nel sistema DSSS

vengono utilizzati per data-rate non molto elevati, *fino ad 11 Mbps, nella banda intorno ai 2,4GHz.* Quando il data-rate deve essere più alto e per risolvere il problema delle riflessioni, nell'implementazione del livello fisico si utilizza la tecnica di trasmissione OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Un blocco di N simboli seriali, ognuno di durata T_s, è convertito in un blocco di N simboli paralleli, ciascuno di periodo NT_s. Nel dominio della frequenza ciò corrisponde a dividere un segnale in N sottocanali di ampiezza pari a 1/N della banda originaria, ognuno dei quali trasporta una porzione dell'informazione di partenza. Questo meccanismo è illustrato, in linea di principio, nella figura 14, in cui $\phi_n(t)$ sono le sottoportanti e x_{nm} sono dei valori complessi che rappresentano le informazioni associate ad ogni sottoportante. Il pedice m è l'indice dell'intero simbolo OFDM, mentre n è l'indice di ognuna delle sottoportanti su cui il simbolo è suddiviso.
Il termine "ortogonale" si riferisce alle proprietà che devono possedere le sottoportanti.
Dato un insieme di funzioni $\Psi_i(t)$, esse sono ortogonali sull'intervallo (a,b) se:

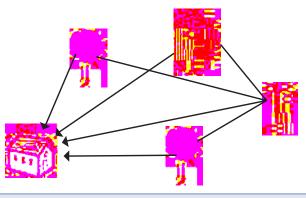



Figura 12 *Esempio di percorsi multipli a causa delle riflessioni*

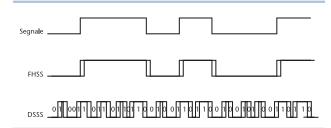



Figura 13 *Effetto del ritardo sul segnale ricevuto nei sistemi FHSS e DSSS*

$$\int_b^a \psi_p(t)\cdot\psi_q(t)\cdot dt = k \quad se\ p = q;\ 0\ se\ p \neq q.$$

Se le sottoportanti in un sistema OFDM sono ortogonali su un periodo, possono essere allocate nel dominio della frequenza in modo che i loro spettri siano parzialmente sovrapposti, ottenendo un'alta efficienza di banda, senza ostacolare la loro rilevazione in ricezione, che invece con il tradizionale filtraggio sarebbe impossibile.
Il ricevitore OFDM è composto da un banco di demodulatori, uno per ogni sottocanale, che traslano in banda base ogni portante, le moltiplicano per il complesso coniugato della sottoportante che quel demodulatore è abilitato a ricevere e le integrano su un periodo del simbolo. Le portanti diverse da quella desiderata, avranno un numero intero di cicli all'interno di un periodo ed il loro integrale sarà nullo.
Un esempio di funzioni ortogonali è:

$$\psi_k = e^{j\omega_k t}\ con\ \omega_k = \omega_0 + 2\pi\frac{k}{T}\ con\ k\ intero.$$

Dopo la demodulazione si avrà:

$$\int_0^T e^{j2\pi\frac{k}{T}t}\cdot e^{-j2\pi\frac{h}{T}t}\,dt = 0\ per\ k \neq h;\ T\ per\ k = h$$

La tecnica OFDM è molto vantaggiosa per ridurre il problema delle riflessioni, affrontato a proposito delle DSSS e FHSS. Infatti, tale problema è tanto maggiore quanto più è elevata la velocità di trasmissione del segnale. La OFDM consente di trasmettere in luogo di un segnale con alto data-rate, un certo numero di segnali in parallelo, ognuno con un data-rate inferiore. Maggiore il numero di sottoportanti, minore è il data-rate associato a ciascuna di loro. Quindi si può scegliere un numero di sottoportanti tale che la loro trasmissione non sia disturbata dalle riflessioni multiple.

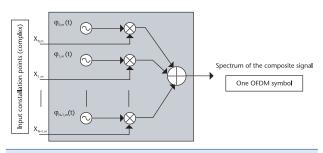



Figura 14 *Schema di suddivisione in sottoportanti nella tecnica OFDM*

Tecnologia IR

Esiste un'altra tipologia di reti wireless che fa uso dello spettro luminoso più precisamente tale tecnologia si basa sugli infrarossi (IR-LAN).

Le IR-LAN rispetto alle WLAN hanno un maggior grado di sicurezza, dato che non possono attraversare né pareti né oggetti opachi. Sono soggette a minori interferenze, mentre le altre sono soggetti a problemi se si trovano nelle vicinanze forni a microonde o altri trasmettitori. La luce infrarossa (IR) può essere un'alternativa rispetto alle onde radio; ha una banda che si colloca tra quella RF e quella del visibile. La lunghezza d'onda utilizzata per la trasmissione è di circa 820 nm in quanto in tali condizioni, l'aria offre una minore attenuazione.

La banda a infrarossi a disposizione è molto ampia, permettendo buone velocità di trasmissione dei dati. Le IR-LAN, rispetto alle WLAN a radiofrequenza, presentano maggiore robustezza alle interferenze, ma risentono del rumore di fondo causato dall'illuminazione sia artificiale sia solare.

È inopportuno, inoltre, aumentare troppo la potenza del trasmettitore per evitare problemi alla vista e consumi troppo elevati.

Un sistema a raggi infrarossi, di buone prestazioni e non eccessivamente costoso, deve essere confinato all'interno di un unico ambiente e i suoi terminali devono essere fissi. Il campo di applicazione ottimale per questa tecnologia sono le reti ad area personale (PAN), in cui il raggio d'azione è al massimo un metro. Si possono avere tre configurazioni possibili:

- Raggio ad infrarosso diretto.
- Diffusione omnidirezionale, la sorgente è posta al soffitto e trasmette a tutte le stazioni.
- Configurazione diffusa: tutte le stazioni sono rivolte verso l'alto dove è presente una superficie riflettente, in modo da riflettere in modo omnidirezionale a tutte le stazioni (vedi figura 15).

Figura 15 Configurazione diffusa

3.2 Livello MAC

Il livello MAC 802.11 è sostanzialmente diverso da quello ethernet a causa della difficoltà di gestione intrinseca del mezzo condiviso. Si possono verificare situazioni particolari che rispecchiano la complessità dell'ambiente wireless, vediamo due tipiche situazioni, c'è per esempio il problema detto della stazione nascosta, illustrato in figura 16a.

Ipotizziamo di avere tre postazioni wireless A, B, C, poiché non tutte le stazioni sono all'interno del campo radio delle altre, le trasmissioni che avvengono in una parte della cella possono non essere ricevute in un'altra parte della cella. Nella figura la stazione C sta trasmettendo alla stazione B, quindi A dopo aver sperimentato che non vi fosse alcuna portante conclude erroneamente che può iniziare a trasmettere a B, questo risulta una delle classiche situazioni in cui ci si imbatte nelle tecnologie wireless.

Figura 16 Il problema della stazione nascosta (a); Il problema della stazione esposta (b)

Altro problema è quello della stazione esposta mostrato in figura 16b. In questo caso B, che vuole trasmettere dei dati a C, si mette in ascolto sul canale, quando B rileva una trasmissione, conclude che non può trasmettere a C anche se magari è A che sta trasmettendo ad un'altra stazione non rappresentata D.

Il metodo della *collision detection* visto nelle reti cablate (ethernet) non va bene per due motivi:

- Ci sarebbe bisogno di reti capaci di trasmettere e ricevere contemporaneamente, il che comporta un aumento del costo dei dispositivi (contrario allo sviluppo della tecnologia), in quanto la maggior parte dei dispositivi radio è half duplex.
- In reti wireless è possibile controllare se il canale è libero solo nelle vicinanze del trasmettitore, mentre nei pressi del ricevitore il canale può essere già usato (come dimostrato nei due problemi della stazione nascosta e della stazione esposta).

Per gestire questi problemi il livello MAC dello standard 802.11 supporta due modalità operative:

- La prima **DCF** (**Distributed Coordination Function**) non utilizza alcun tipo di controllo centrale (un po' come ethernet), utilizzato di solito in versione architetturale IBSS.
- La seconda **PCF** (**Point Coordination Function**) usa la stazione base per controllare l'attività della cella, corrisponde tipicamente alla classica rete wireless ad infrastruttura, quindi BSS.

Tutte le implementazioni del protocollo **devono supportare DFC, mentre PCF è opzionale**.
Nella modalità **DFC Distributed Coordination Function** si utilizza il protocollo **CSMA/CA** (**Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance**): in questo modo il livello MAC lavora in un modo simile al CSMA/CD delle wired LAN con alcune differenze; chi vuole trasmettere ascolta il mezzo per vedere se è libero; se lo è, trasmette, altrimenti aspetta un certo tempo non limitato superiormente, fin quando il canale non si libera e si inizia a trasmettere, quello che cambia è il modo attraverso cui verificare che il mezzo di trasmissione sia libero. Questa tecnica va bene per canali poco usati, in ogni caso la probabilità di collisioni non diventa nulla. È quindi necessario un servizio a livello MAC che gestisca le collisioni, evitando di aspettare segnali dai livelli superiori e velocizzando la trasmissione. Viene quindi usato un meccanismo detto **Collision Avoidance**, in tale modalità di funzionamento sono controllati sia il canale fisico sia quello virtuale. Il CSMA/CA supporta due modalità di controllo, nella prima:

- Un trasmettitore controlla se il mezzo è libero; se si, trasmette, altrimenti aspetta un certo tempo.
- Il ricevente, controlla il CRC del frame ricevuto; se la trasmissione è andata bene, trasmette un ACK, altrimenti non risponde; il trasmettitore, se riceve l'ACK capisce dell'avvenuta ricezione, altrimenti ritrasmette il pacchetto fino a quando non riceve un ACK o termina i propri tentativi.
- In caso di collisione, le stazioni coinvolte rimangono in attesa per un tempo casuale usando l'algoritmo di backoff esponenziale binario, quindi ritentano. N.B. 802.11 non consente la rilevazione di collisione ma le sorgenti capiscono che è avvenuta una collisione perché non ricevono il messaggio di risposta opportuno, come per esempio se ho due RTS che vanno in collisione, entrambe le sorgenti non ricevono CTS, quindi dopo un certo tempo casuale (backoff) le due sorgenti riprovano risolvendo (probabilmente) la collisione.

La seconda modalità di controllo di CSMA/CA, detta **Virtual Carrier Sense** (vedi figura 17), verifica la disponibilità del canale virtuale. Prima di trasmettere, il mittente genera un pacchetto broadcast RTS (Request To Send) con informazioni riguardanti la sorgente, il destinatario e il tempo relativo alla trasmissione; il ricevitore, ottenuto tale pacchetto, ne trasmette uno di CTS (Clear to Send) in broadcast, contenente le informazioni sulla durata residua della trasmissione; mentre tutti gli altri terminali che ricevono tale pacchetto, modificano un indicatore di *virtual carrier sense* (il NAV (Network Allocation Vector)). Questa tecnica evita le collisioni nel mezzo in prossimità del ricevitore,attraverso un meccanismo molto vicino a quello della prenotazione delle risorse, anche se ci sono dei casi in cui l'accesso al mezzo è caratterizzato da meccanismi di contesa. Un vantaggio rispetto alla *Collision Detection* è relativo all'overhead; i pacchetti RTS e CTS sono piccoli e lo riducono rispetto alla rivelazione di una collisione.

Per risolvere il problema dei canali rumorosi, 802.11 ammette la frammentazione dei frame in parti più piccole, cerchiamo di capire i vantaggi derivati dall'utilizzo di frame più piccoli:

- Più è grande un frame più è facile il verificarsi di errori dovuti al collegamento radio.

- In caso di ritrasmissione, un frame più piccolo provoca un overhead minore.

Dato che però la WLAN nasce per estendere LAN, che possono usare pacchetti e di conseguenza frame di grandi dimensioni, è necessario che, anche a livello MAC, sia possibile adottare tecniche di frammentazione per lavorare su frame di piccole dimensioni.
I frammenti sono numerati e ricevono l'ack individualmente secondo il protocollo **Stop and Wait**; la stazione trasmittente invia un primo frammento poi, per spedirne un altro, deve aspettare un ACK del frammento inviato. Dopo aver acquisito il canale mediante i due comandi RTS e CTS si possono inviare più frammenti uno dietro l'altro (sempre secondo lo Stop and Wait), e la sequenza dei frammenti è detta burst di frammenti.

Prima di proseguire bisogna spiegare anche la seconda modalità operativa del livello MAC del protocollo 802.11, quella **PCF Point Coordination Function**. In tale modalità abbiamo un controllo centralizzato, una stazione base sonda le altre stazioni chiedendo se hanno frame da trasmettere. La collisione viene evitata a priori in base al controllo operato dalla stazione base. Lo standard definisce accuratamente il meccanismo di interrogazione, ma non la frequenza di tale operazione e nemmeno l'ordine o la priorità. La stazione base utilizza come meccanismo un frame di segnalazione, che invia 10 o 100 volte al secondo in broadcast, in questo frame ci sono tutta una serie di parametri del sistema come frequenze di salto (livello fisico FHSS), sincronizzazione del clock e altro (Beacon Frame). In più il frame invita le nuove stazioni ad effettuare la registrazione al servizio di interrogazione. Appena una nuova stazione aderisce riceve una certa frazione di banda. Ciò mi permette di dare garanzie sulla qualità del servizio.

Le due modalità, centralizzata PCF (BSS) e distri-

buita DCF (IBSS), possono coesistere dentro la stessa cella. Ciò è possibile in base ad un'attenta tempificazione a seguito della trasmissione dell'ack.
Dopo la trasmissione di un frame è richiesta una pausa prima di qualsiasi nuova trasmissione: lo standard prevede quattro intervalli, ognuno dei quali è dedicato ad una funziona specifica (vedi figura 18). Definiamo brevemente cosa accade nei diversi intervalli, il più breve è il SIFS (Short InterFrame Spacing), che è utilizzato per concordare i turni tra le parti coinvolte nella singola conversazione, senza spedire di nuovo un RTS con i vari segnali che si dovrebbero scambiare per arrivare alla trasmissione di un successivo frame. Se questo intervallo non viene sfruttato, abbiamo l'intervallo PIFS (PCF InterFrame Spacing) in cui la stazione base secondo la modalità PCF può inviare un frame di segnalazione o di interrogazione. Questo meccanismo permette ad una stazione che sta trasmettendo un frame dati o una serie di frammenti di concludere il frame senza che nessuno si metta ad interrompere, ma da la possibilità alla stazione base di entrare nel canale al momento giusto per impossessarsene, appena dopo che il trasmittente precedente ha concluso, quindi senza competizione. Poi abbiamo l'intervallo DIFS (DCF InterFrame Spacing), qualunque stazione può acquisire il canale e togliere il controllo alla stazione base, in modo da inviare un nuovo frame. In questo caso si applicano le solite regole della contesa, e in caso di collisioni può essere attivato l'algoritmo di risoluzione della contesa del backoff esponenziale. Ultimo intervallo è EIFS (Extended InterFrame Spacing), è utilizzato solo da una stazione che ha appena ricevuto un frame danneggiato o sconosciuto, e serve per annunciarlo. Questo evento ha priorità più bassa in quanto il ricevitore potrebbe non avere idea di quello che sta accadendo. Per evitare interferenza con una comunicazione in corso tra altre due stazioni, deve restare in attesa per un tempo considerevole.

Figura 17 *Controllo del canale virtuale mediante CSMA/CA*

Abbiamo descritto il funzionamento generale nell'ambito di una semplice trasmissione, vediamo ora i meccanismi generali che ci permettano di realizzare meccanismi di controllo e la gestione delle strutture architetturali descritte nell'ambito del paragrafo 2.
Partiamo dall'**accesso ad una cella**.
Quando una stazione vuole accedere ad un BSS esistente (ad esempio dopo il bootstrap, dopo uno sleep mode oppure semplicemente entrando nella sua area di influenza), questa deve sincronizzarsi con l'AP (o con altre stazioni che danno origine ad una rete peer-to-peer).
La sincronizzazione può avvenire in due modi:

- Passive Scanning: in questo caso la stazione aspetta di ricevere una frame di Beacon dall'AP (il frame di beacon contiene informazioni riguardanti la sincronizzazione tra il trasmettitore e il ricevitore e viene trasmesso periodicamente dagli AP).
- Active Scanning: in questo caso la stazione tenta di localizzare un AP trasmettendo una frame di Probe Request e aspetta una frame di Probe Response dall'AP.

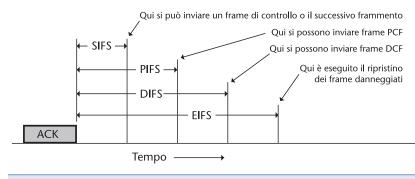



Figura 18 *Intervalli tra frame in 802.11*

Entrambi i metodi possono essere usati, la scelta riguarda il tipo di rete e la quantita' di energia da usare.
Abbiamo quindi il **processo di autenticazione**. Appena una stazione ha localizzato un AP, e decide di usare il suo BSS, deve iniziare un Autentication Process, durante il quale avviene un interscambio di informazioni tra l'AP e

la stazione e la successiva verifica delle passwords. A seguito dei processi appena descritti abbiamo il **processo di associazione**. Dopo l'autenticazione della stazione, inizia un Association Process, durante il quale avviene un interscambio di informazioni sulle capacità della stazione e del BSS, e che permette al DS di conoscere la posizione corrente della stazione. Una stazione può trasmettere e ricevere data frames soltanto dopo questo processo. Il **Roaming** è il processo che permette lo spostamento tra due celle adiacenti senza perdere la connessione; l'uso di tale tecnica, nel

802.x | 802.11

LLC / MAC / PHY — dati — MAC / PHY

Figura 19 *Interazioni nell'ambito dello stack ISO/OSI*

campo della telefonia cellulare e delle reti LAN wireless, presenta molte similitudini ma anche particolari differenze; per esempio, in un sistema di LAN packet-based, la transizione tra due celle adiacenti deve essere effettuata nell'intervallo di tempo intercorrente tra la trasmissione di un pacchetto e del successivo, mentre, per i sistemi telefonici, ciò accade durante una conversazione rendendo il roaming per le WLAN notevolmente più semplice. *Lo standard 802.11 non definisce le modalità per effettuare il roaming*, ma definisce gli strumenti basilari per effettuarlo; ciò include uno scanning attivo/passivo, ed un processo di riassociazione, dove una stazione in movimento si associa automaticamente al nuovo AP. Le stazioni hanno bisogno di mantenere la sincronizzazione, sia per effettuare correttamente la trasmissione in FHSS, sia per altre funzionalità quali il Power Saving (meccanismo attraverso cui le stazioni entrano in sleep mode per lunghi periodi senza perdere le informazioni trasmesse da altre stazioni). In un BSS ciò è possibile, perché tutte le sta-

zioni al suo interno aggiornano il proprio clock sincronizzandolo con quello dell'AP, usando il seguente meccanismo: l'AP trasmette periodicamente un frame chiamato Beacon Frame; questo frame contiene il valore del suo clock al momento della trasmissione (e non quello in cui il frame è entrata nella coda di trasmissione poiché, infatti, il frame viene trasmesso usando le tecniche CSMA, la trasmissione potrebbe subire dei ritardi notevoli). Le stazioni riceventi controllano il valore del proprio clock al momento della ricezione del segnale, e lo correggono in base al valore ricevuto. Questo meccanismo previene lo sfasamento del clock che potrebbe causare la perdita di sincronismo dopo alcune ore di funzionamento.

Tipi di frames definiti dallo standard

Lo standard definisce tre tipi di frames:

- Data Frames: sono usati per la trasmissione dei dati.
- Control Frames: sono usati per controllare l'accesso al mezzo (RTS, CTS, ACK) nell'ambito del Virtual Carrier Sense.
- Management Frames: sono trasmessi allo stesso modo dei data frame utilizzati per scambiare informazioni sulla gestione della connessione, ma non sono consegnate ai livelli superiori.
  Ogni tipo di frame è suddiviso in sottotipi differenti, a seconda delle loro funzioni specifiche.

Ogni tipo di frame è suddiviso in sottotipi differenti, a seconda delle loro funzioni specifiche.

4. LEGISLAZIONE ITALIANA

Con il Decreto del Presidente della Repubblica del 5 ottobre 2001 n. 447, entrato in vigore dal 1 gennaio 2002, regolamento recante disposizioni in materia di licenze individuali e di autorizzazioni generali per i servizi di telecomunicazioni ad uso privato (supplemento ordinario n. 282 alla Gazzetta Ufficiale - Serie Generale n. 300 del 28 dicembre 2001) vengono operate delle modifiche sostanziali in direzione di una liberalizzazione del settore. I termini principali della legge prevedono:

Applicazioni indoor: non è necessaria alcuna autorizzazione per l'uso di prodotti radioLan nell'ambito del proprio fondo di proprietà, dove per proprietà è da leggersi: "il singolo sito o più siti contigui appartenenti allo stesso proprietario, soggetto fisico o giuridico, parti dello stesso fondo o più fondi dello stesso proprietario si considerano contigui, anche se separati, purché collegati da opere permanenti che consentono il passaggio pedonale, il proprio fondo può contenere edifici, piazzati, spazi aperti, ecc.". In questo caso non occorre fare alcuna domanda di autorizzazione e non si pagano tasse.

Applicazioni outdoor: al di fuori del proprio fondo di proprietà è invece necessaria un'autorizzazione generale che si ottiene tramite domanda al Ministero delle Comunicazioni e pagamento di una tassa annuale minima; il sistema potrà comunque essere già installato nel momento in cui l'utente spedisce, via raccomandata A/R, al Ministero la richiesta per ottenere l'autorizzazione; questa richiesta è soggetta al silenzio/assenso da parte del Ministero stesso decorse le quattro settimane stabilite.
Ciò significa che l'utilizzo di reti locali basate su tecnologie wireless, radio o ponti ottici è totalmente di libero uso all'interno del proprio fondo, non è necessario richiedere alcuna autorizzazione e non sono previste imposte.
Per i network che esulano dal fondo di proprietà occorre *l'autorizzazione generale* soggetta al silenzio assenso. A partire dal gennaio 2002, il regolamento di attuazione dello stesso DPR 447 del 5 Ottobre 2001 consente l'utilizzo di dispositivi di WLAN che operano sulle bande di frequenza appositamente assegnate, senza più la necessità di richiedere alcuna concessione.
Il quadro regolamentare definitivo per l'utilizzo della tecnologia Wi-Fi *in ambito pubblico* è dato però dal cosiddetto *decreto Gasparri* del 28 Maggio 2003, che regola le condizioni per il rilascio delle autorizzazioni generali per la fornitura al pubblico dell'accesso Radio-LAN alle reti ed ai servizi di telecomunicazioni.
Esiste infine una delibera dell'Autorità per le Garanzie nelle Comunicazioni (num. 102/03/CONS), in cui si precisa che non è necessario disporre di licenza o autorizzazione per l'erogazione di servizi di connettività di rete nel caso l'attività commerciale non abbia come oggetto sociale principale l'attività di telecomunicazioni (es. bar, alberghi, centri commerciali)

5. BIBLIOGRAFIA

- Kjell Åge Håland, Stig Erik Arnesen - Postgraduate thesis Information and communication technology - Modelling of coverage in WLAN
- Evaristo Greco – Tesi di laurea - Mixer a reiezione per applicazioni WLAN a 5-6 GHz Cap.1
- 802.11 Wireless Technical Reference – Microsoft Windows Server 2003:
  http://www.microsoft.com/resources/documentation/WindowsServ/2003/all/techref/en-us/Default.asp?url=/resources/documentation/WindowsServ/2003/all/techref/en-us/w2k3tr_wir_how.asp
- IEEE 802.11TM WIRELESS LOCAL AREA NETWORKS - The Working Group for WLAN Standards
  http://grouper.ieee.org/groups/802/11/index.html
- Wi-Fi oggi e domani
  PC Open – Gruppo Agepe
- S. Tanenbaum – Reti di Calcolatori
  Prendice Hall
- Daniele Pauletto – Wireless Fidelity
  Apogeo Editore
- Equars.com – Wireless – La Normativa Italiana

Ringrazio per il supporto tecnico e morale tutti gli user e gli amministratori/moderatori del portale www.roboitalia.com che hanno collaborato alla stesura di tale articolo.

6. CONCLUSIONI

Ci siamo concentrati sull'architetture, sullo standard che definisce metodi di modulazione e metodi di gestione delle diverse architetture IBSS, BSS e DS, l'argomento va completato con approfondimenti sulla sicurezza…il vero punto critico per ottenere la diffusione delle reti senza fili, ma bisogna fare anche il punto della situazione sugli standard derivati presenti nei dispositivi wireless in commercio e sulle soluzioni in via di lancio.

A tutto questo bisogna aggiungere i diversi chipset wi-fi messi a disposizione dai maggiori produttori. Insomma ringrazio tutti per l'attenzione tenuta e rimando al prossimo appuntamento per approfondire gli aspetti appena sottolineati.

A presto.

Codice MIP 248086

Biografia: Charles

Celebre matematico inglese, progettò diverse macchine da calcolo, tra cui la Macchina Analitica (Analytical Engine), considerata il precursore dei moderni computer

Charles Babbage nacque a *Walworth*, nella contea inglese del *Surrey*, il 26 Dicembre del 1791, uno di quattro figli del banchiere *Benjamin Babbage* e di *Elizabeth Teape*.
A partire dal 1810 frequentò il *Trinity College* a *Cambridge*. In seguito proseguì gli studi alla scuola *Peterhouse* dove infine, nel 1814, si laureò in matematica. Lo stesso anno si sposò con *Georgina Whitmore*.
Babbage trascorse la sua esistenza a Londra, ove fu nominato membro della *Royal Society* nel 1816 e tenne la cattedra di matematica all'università di Cambridge a partire dal 1828 fino al 1839.
Nel periodo tra il 1813 e il 1868 Babbage pubblicò diversi trattati e una novantina di articoli.
Il suo talento e i suoi interessi furono molto vasti. Scienziato e inventore molto prolifico, oltre che fine matematico, Babbage fu anche esperto di economia politica e attento critico dell'establishment scientifico accademico.

Tra le sue prime occupazioni, egli fu un precursore nel campo dei dispositivi per il segnalamento luminoso e ideò i dispositivi a "scatola nera" adibiti alla registrazione degli eventi per determinare le cause dei disastri ferroviari. Ma la celebrità di Babbage si deve soprattutto al suo lavoro pionieristico sulle tecniche di calcolo automatico.

MACCHINE DA CALCOLO

L'avventura cominciò quando, nel 1821, Babbage considerò seriamente la possibilità di meccanizzare la generazione di tavole numeriche matematiche.
Il progetto consisteva in una macchina calcolatrice che potesse non solo computare senza errori, ma anche stampare automaticamente i risultati, eliminando così in un colpo solo tutte le possibili cause di errori che si verificavano spesso nella preparazione delle tavole manualmente.
Babbage ideò un apparato che chiamò **Difference Engine**, ovvero Macchina alle Differenze, cosiddetta per il tipo di calcolo matematico su cui si basava, il metodo delle differenze finite.
Sul finire del 1834, mentre la Macchina alle Differenze era ancora in via di realizzazione, Babbage concepì una seconda macchina, da lui chiamata Macchina Analitica (**Analytical Engine**), uno strumento rivoluzionario per il quale egli ha meritato la definizione di pioniere del computer. La Macchina Analitica era molto più ambiziosa e tecnicamente raffinata di quanto fosse la precedente Macchina alle Differenze. Al pari di quella, però, poche com-

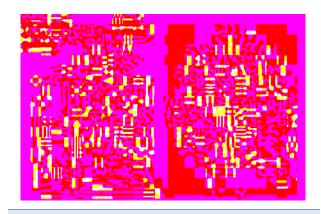



Figura 1 Telaio Jacquard

Babbage

di Agostino Rolando

ponenti furono effettivamente costruite e ciò che sopravvive oggi è una collezione di meccanismi parzialmente completati e modelli di test di piccole parti operative.
Il grosso del lavoro di impostazione della Macchina Analitica fu descritto da Babbage nel 1840.
Sette anni più tardi egli diede inizio al progetto della Macchina alle Differenze Numero 2, per la quale adottò eleganti e semplici soluzioni tecniche, frutto dell'esperienza nel frattempo accumulata con la più complessa Macchina Analitica.
Purtroppo Babbage non riuscì mai a portare a compimento la costruzione delle sue prodigiose macchine.
Il periodo storico in cui Babbage visse fu estremamente prolifico di idee innovative.
Basti ricordare il francese *Joseph Jacquard*, che nel 1804 ideò un sistema di automazione dei telai da tessitura, basato su schede di cartone perforate (figura 1).
Questo congegno permetteva la produzione automatica di tessuti a disegni, i quali erano rappresentati sotto forma di fori su schede di cartone. Questo metodo rappresentò una rivoluzione per l'industria tessile, che costituiva uno dei settori trainanti della produzione industriale. Il sistema si diffuse rapidamente, segnando il passo alla nascita della *scheda perforata*, che costituì il principale dispositivo di programmazione e di immissione dati per tutte le successive macchine da calcolo, fino al 1970. La Macchina Analitica di Babbage combinava insieme l'utilizzo della scheda perforata con un meccanismo di riporto automatico. Con l'Analytical Engine, considerata il precursore dei moderni computer, per la prima volta veniva prevista l'idea di una *programmazione* (per mezzo di schede perforate) e i risultati del calcolo potevano a loro volta trasformarsi in dati intermedi per le operazioni successive.

Figura 2 Ada Byron Lovelace

Di questo concetto, in particolare, Babbage fu debitore alla straordinaria matematica *Ada Byron Lovelace* (figura 2), che fu sua contemporanea.
La Macchina Analitica era stata concepita come un congegno di proporzioni enormi, tanto che avrebbe dovuto prendere la forza motrice necessaria da un motore a vapore.
I principi di funzionamento dell'Analitycal Engine vennero poi utilizzati da *Herman Hollerith* per creare la sua *Macchina Tabulatrice*, utilizzata nel censimento della popolazione statunitense del 1890.
Il successo della macchina tabulatrice costituì il punto di partenza per la diffusione del calcolo meccanizzato in tutti i Paesi industrializzati.
Per le schede perforate, Hollerith scelse le dimensioni della banconota da un dollaro, con dei fori disposti su 80 colonne.
Questo rimase, ancora per molti anni, il formato standard delle schede per le macchine da calcolo. Ancora negli anni '70, le schede Hollerith venivano utilizzate per immettere i programmi e i dati nei computer mainframe dei principali centri di calcolo. Di lì a pochi anni sarebbero diventate carta da macero, con l'avvento dei primi terminali alfanumerici.

Figura 3 Parti meccaniche elementari

LA MACCHINA ALLE DIFFERENZE

Come già menzionato, la Difference Engine fu concepita nel 1821, con l'intento di automa-

Figura 4 Disegno originale della Macchina alle Differenze

tizzare la produzione di tavole numeriche matematiche.
A differenza delle macchine da calcolo ideate dai suoi predecessori, quali Pascal e Leibniz, la macchina di Babbage non era propriamente intesa per effettuare calcoli aritmetici di base, quanto per generare una serie di valori numerici da stampare in automatico.
La Macchina alle Differenze fu progettata per effettuare calcoli con il metodo delle differenze finite, utilizzato al tempo.
Il vantaggio del metodo alle differenze era quello di non avere bisogno di realizzare moltiplicazioni e divisioni nel calcolo di una particolare classe di funzioni matematiche, i polinomi. La macchina utilizzava solo operazioni di addizione, procedimento molto più facilmente automatizzabile di quanto non lo sia la moltiplicazione o la divisione.
La costruzione delle costituenti meccaniche elementari mise alla prova le capacità tecnico-ingegneristiche dell'epoca. Le complesse forme dei ruotismi ideati da Babbage (figura 3) richiedevano speciali strumentazioni per essere costruite e l'intera Macchina, dal canto suo, necessitava di centinaia di componenti di precisione identici.
Babbage ebbe la sfortuna di concepire il suo progetto in un periodo storico in cui le tecniche costruttive erano in transizione tra la fase di produzione artigianale di pezzi singoli verso quella di produzione di massa; non vi erano ancora metodiche per produrre parti ripetitive in maniera automatica. Lo stesso Babbage volle sincerarsi di persona di queste limitazioni andando a visitare diverse fabbriche, sia in Inghilterra che nel Continente. A seguito di questi sopralluoghi, egli decise di elaborare un testo di carattere economico-divulgativo sulle Macchine e Manifatture, che venne pubblicato nel 1832.

Figura 5 Porzione della macchina, assemblata da Joseph Clement nel 1832. Rappresenta un settimo del meccanismo completo. Questo lavorato è costituito da circa 2000 componenti

Le specifiche di progetto dell'intera Macchina alle Differenze N. 1 richiedevano circa 25 mila pezzi. Il peso stimato di un tale macchinario si sarebbe aggirato intorno alle quindici tonnellate. La Macchina, una volta completata, sarebbe stata alta otto piedi, lunga sette e profonda tre.
Per la costruzione della sua Macchina alle Differenze, Babbage incaricò *Joseph Clement*, un abile artigiano e disegnatore di strumenti meccanici. Questi portò a compimento una buona parte dell'apparato nel 1832, che oggi rimane a icona della preistoria del computer (figure 4 e 5). Questo manufatto è al tempo stesso il più antico calcolatore automatico e un perfetto esempio di ingegneria meccanica di precisione.
Le risorse finanziarie erano di notevolissima importanza; l'impresa di Babbage fu sostenuta da un'elargizione della Royal Society di circa 17 mila sterline. Tuttavia, il lavoro fu abbandonato da Clement nel 1833 a causa di irrisolti conflitti con lo scienziato, dal carattere estremamente irascibile, che si trascinavano da tempo.

MACCHINA ALLE DIFFERENZE N. 2

Babbage progettò una seconda Macchina alle Differenze tra il 1847 e il 1849.
Questa apparecchiatura era elegantemente semplice e richiedeva tre volte meno componenti della macchina N. 1, a pari capacità di calcolo. Il progetto trasse beneficio dall'esperienza compiuta con la Macchina Analitica, la quale era molto più complessa.
Babbage non fece un serio tentativo per costruire la **Difference Engine N. 2** che, come gli altri suoi progetti, rimase incompiuta. Il motivo viene ancora discusso oggi dagli storici.
Vi possono essere state ragioni molteplici: il complicato carattere di Babbage stesso e i conseguenti attriti con il suo ingegnere Joseph Clement, le problematiche relative all'instabili-

tà politica, le difficoltà nell'ottenere sovvenzioni e, soprattutto, le limitazioni di carattere tecnologico dell'epoca Vittoriana.
Nel 1985 il Museo delle Scienze di Londra costruì la macchina (figura 7) basandosi sui disegni originali, in occasione del secondo centenario della nascita di Babbage.
La sola sezione di calcolo della Difference Engine N. 2 (escludendo il meccanismo di stampa) annovera 4000 parti mobili e pesa 2.6 tonnellate. È alta sette piedi, lunga undici ed è profonda 18 pollici.

Figura 6 Elemento-base per l'operazione di addizione della Difference Engine 2.

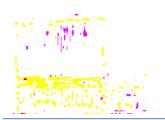



Figura 7 Macchina alle Differenze N.2. È composta di sette moduli ed effettua calcoli fino a 31 cifre.

Figura 8 Sezione dell'Analytical Engine,completa di meccanismo di stampa.

LA MACCHINA ANALITICA

Babbage ideò la **Analytical Engine** nel 1834, dopo l'abbandono del progetto di costruzione della prima Difference Engine. E fu proprio la Macchina Analitica il condensato più rappresentativo del pensiero e dell'abilità di Babbage.
Le Macchine alle Differenze erano dispositivi automatici, non avevano quindi bisogno del continuo intervento di un operatore.
Esse furono i primi apparati a racchiudere regole matematiche entro ruotismi meccanici. Tuttavia, tali macchine non erano di tipo general purpose, infatti erano state pensate per sommare dei numeri, secondo una particolare sequenza.
La Macchina Analitica invece non solo era automatica, ma era anche di tipo general purpose. Poteva, cioè essere *programmata* dall'operatore, al fine di eseguire un certo repertorio di *istruzioni*, in qualsiasi ordine venisse impostato.
La Macchina Analitica era quindi uno strumento universale atto a determinare il valore di una qualsiasi funzione algebrica.
Era costituita da un insieme di dispositivi con funzioni diverse, che Babbage continuò a perfezionare fino al sopraggiungere della sua morte, nel 1871.
La Analytical Engine conteneva già gli elementi logici di base caratteristici di un moderno computer digitale: la *programmabilità* per mezzo di schede perforate, la *memoria* dove i numeri e i risultati intermedi potevano essere conservati, e una separata *unità aritmetica* adibita ad effettuare le operazioni.
Inoltre, la Analytical Engine poteva effettuare dei *loop* (cioè ripetere una certa sequenza di istruzioni per un certo numero di volte) ed era capace di effettuare *salti condizionati* (il moderno costrutto IF… THEN…), quindi eseguire automaticamente percorsi differenti a seconda dei risultati dei calcoli.
Un tale macchinario, se costruito completamente, avrebbe raggiunto una mole considerevole e avrebbe richiesto una ingente forza motrice.
I successivi tentativi di Babbage per ottenere dei finanziamenti non andarono a buon fine.
Negli ultimi anni della sua vita egli concentrò la sua attenzione su metodi più semplici ed economici per la produzione in serie di parti meccaniche e realizzò solo una piccola porzione della Macchina.
Il movimento di opinione volto a sviluppare il Calcolo Automatico nel Diciannovesimo Secolo perse consistenza e l'entusiasmo di Babbage non fu raccolto dai suoi successori.

RIFERIMENTI

1. Bowden B.V., *Faster Than Though, a Symposium on digital computing machines*, ed., London, ed. Pitman & Sons, 1953.
2. Hyman A., *Charles Babbage: pioneer of the computer*, Oxford University Press, 1982.
3. Moseley M, *Irascible genius: A Life of Charles Babbage, Inventor*, London, ed. Hutchinson, 1964
4. Toole B., *Ada, The Enchantress of Numbers*,: Strawberry Press, 1992

Codice MIP 248102

Decima parte
n° 247 - Gennaio 2006
L'alimentazione degli op-amp
Undicesima parte
n° 248 - Febbraio 2006
Operazioni matematiche con gli operazionali (parte I)
Dodicesima parte
n° 249 - Marzo 2006
Operazioni matematiche con gli operazionali (parte II)

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z

Gli amplificatori operazionali devono la loro denominazione alla capacità di eseguire molteplici operazioni. Qui se ne descrivono alcune fra le più significative.

11.1 IL CIRCUITO SOMMATORE

Nelle sue diverse configurazioni l'op-amp può effettuare sui segnali, oltre alla differenza, già descritta in precedenza, altre operazioni matematiche, che vengono di seguito illustrate, quali la somma, la derivazione, l'integrazione, il logaritmo, l'antilogaritmo, l'elevazione a potenza, ecc.

11.1.1 Sommatore non invertente

Il sommatore può essere utile quando sia necessario convogliare su un unico canale due o più segnali, come è, per esempio, il caso dei circuiti mixer.

Si consideri il circuito della figura 11.1 dove all'ingresso non invertente vengono addotti tre segnali.
Applicando il teorema di *Millman* al circuito di ingresso, si ha:

$$V_{KM} = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

Ponendo $R_1 = R_2 = R_3 = R$, l'espressione precedente diviene:

$$V_{KM} = (V_1 + V_2 + V_3)/3 = V \qquad [11.1]$$

Ma, essendo:

$$V_o = [1 + (R_f/R_i)]\, V_i$$

sostituendo in questa la [11.1], si ricava:

$$V_0 = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3} \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \qquad [11.2]$$

La tensione di uscita è quindi eguale al guadagno dell'amplificatore operazionale per la $\Sigma V_i/n$, dove n è il numero degli ingressi.
Il guadagno V_o/V_i dello stadio sommatore sarà:

$$A_{CL} = V_o/V_i = V_o / [(V_1 + V_2 + V_3)/3] = 1 + (R_f/R_i) \qquad [11.3]$$

Poiché la resistenza R_{in} dell'op-amp è sempre molto elevata, per $R_1 = R_2 = R_3 = R$ ciascun ingresso vede una resistenza R_{iCL} pari a $nR/(n-1)$. Nell'esempio di cui alla figura 11.1, essendo $R = 10$ kΩ e $n = 3$, ciascun input dell'op-amp presenta una resistenza di ingresso R_{iCL} pari a 15 kΩ.
In simulazione, realizzato il circuito di cui alla figura 11.1, per le tre tensioni di ingresso (valori da picco a picco) si è posto:

$V_1 = 100$ mV $\quad V_2 = 200$ mV $\quad V_3 = 400$ mV

Per $R_f = 50$ kΩ e $R_i = 12{,}5$ kΩ, dalla [11.2] si ricava per la V_o:

$V_o = (0{,}7/3) \times (1 + 4) = 1{,}16$ V

Dalla [11.3] si ha infine:

$$A_{CL} = 1 + (50000/12500) = 5$$

La figura 11.2 riporta l'andamento dei tre

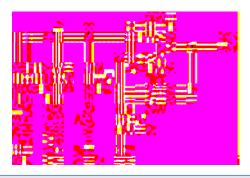



Figura 11.1 *Circuito sommatore con op-amp in configurazione non invertente*

Operazioni matematiche con gli operazionali (parte I)

di Nico Grilloni

segnali di ingresso e del segnale V_o di uscita. Si noti che il valore da picco a picco della V_o, indicato dalla distanza *(c – d)* fra gli omonimi marker orizzontali, è eguale a quello su calcolato. Si legge infatti: *(c – d)* = 1,166 V. La distanza *(a – b)* fra i marker verticali, indica la frequenza, pari a 1 kHz.
I segnali di ingresso e di uscita sono in fase dal momento che la configurazione dell'op-amp è non invertente.

11.1.2 Sommatore invertente

La figura 11.3 riporta il circuito sommatore con operazionale in configurazione invertente. Considerando nulla la corrente entrante nell'op-amp, per le correnti al nodo *K* si ha:

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_f \qquad [11.4]$$

Poiché l'ingresso non invertente è a massa, allo stesso potenziale di massa (massa virtuale) si trova l'ingresso invertente. L'espressione [11.4] si può quindi porre nella forma:

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = -\frac{V_0}{R_f}$$

E ricavando V_o:

$$V_o = -\left(V_1 \frac{R_f}{R_1} + V_2 \frac{R_f}{R_2} + V_3 \frac{R_f}{R_3}\right) \qquad [11.5]$$

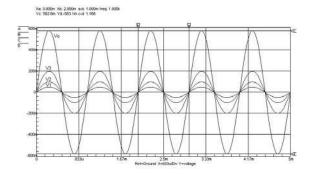



Figura 11.2 Con riferimento all'amplificatore operazionale in configurazione non invertente della figura 11.1, la tensione V_o di uscita è eguale a $(V_1 + V_2 + V_3) / 3$ per il guadagno A_{CL} dell'op-amp

Ponendo $R_1 = R_2 = R_3 = R$, la [11.5] diviene:

$$V_o = -\frac{R_f}{R} \cdot (V_1 + V_2 + V_3) \qquad [11.6]$$

La tensione di uscita è quindi eguale al guadagno dell'amplificatore operazionale per la somma delle tensioni applicate all'input invertente.
Per il guadagno, dalla [11.6] si ha:

$$A_{CL} = V_o / V_i = V_o / (V_1 + V_2 + V_3) = -R_f / R \qquad [11.7]$$

La resistenza di ingresso R_{iCL} vista da ciascun ingresso coincide con il valore attribuito alla resistenza in serie al medesimo ingresso.
Per $R = 20$ kΩ, $R_f = 50$ kΩ, e per $V_1 = 0{,}1$ V, $V_2 = 0{,}2$ V e $V_3 = 0{,}4$ V, dalla [11.6] e dalla [11.7], rispettivamente per V_o e A_{CL}, si ricava:
$V_o = (50000 / 20000) \times (0{,}1 + 0{,}2 + 0{,}4) = 1{,}75$ V
$A_{CL} = 1{,}75 / (0{,}1 + 0{,}2 + 0{,}4) = 2{,}5$

La figura 11.4 riporta l'andamento della tensione di uscita e delle tensioni di ingresso. Unica differenza con l'analogo diagramma della figura 11.2 è nella fase. Data la configurazione invertente, la tensione di uscita è adesso in opposizione di fase con i tre segnali di ingresso.
Si noti l'ampiezza da picco a picco della tensione V_o che, espressa dalla distanza *(c – d)* fra i due omonimi marker orizzontali, è proprio 1,75 V.
Se ora nel circuito della figura 11.3 si pone $R_1 = R_2 = R_3 = nR_f$, l'espressione [11.6], per $n = 3$, diviene:

$$V_0 = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$$

Da questa si deduce che il circuito della figura 11.3 realizza, con la condizione $R_1 = R_2 = R_3 = nR_f$, un calcolatore di media aritmetica.

Esempio 11.1

Si realizzi un circuito sommatore che esegua

l'operazione $(V_1 - 3V_2 + 4V_3)$, dove $V_1 = V_2 = V_3 = 2\ V$ (da picco a picco), sono i segnali applicati ai tre ingressi.

Soluzione
Essendo $V_1 = V_2 = V_3 = 2\ V$, per la tensione V_o di uscita si dovrà ottenere:

$$V_o = 2 - 6 + 8 = 4\ V$$

Una possibile configurazione circuitale in grado di eseguire l'operazione richiesta è riportata nella figura 11.5 *a*. Gli stadi di ingresso A_1, A_2 e A_3 sono posti come inseguitori di tensione *(buffers)*.
L'uscita del primo stadio, A_1, poiché la tensione $V_1 = 2\ V$ deve restare inalterata, va direttamente all'ingresso dell'op-amp A_6 che è un primo sommatore invertente a guadagno unitario avendo posto $R_8 = R_1$. Essendo poi $R_1 = R_6 = R_7 = R_8$, lo stesso op-amp avrà guadagno unitario per tutti e tre i segnali che pervengono al nodo *K*.
Il secondo segnale deve avere ampiezza $-3\ V_2 = -3\ V_1 = -6\ V$: lo stadio A_4, attraverso il rapporto R_5/R_2, garantisce un guadagno pari a 3, mentre la configurazione invertente dello stesso A_4 garantisce la sottrazione. Lo stadio A_6,

Figura 11.3 Circuito sommatore con op-amp in configurazione invertente

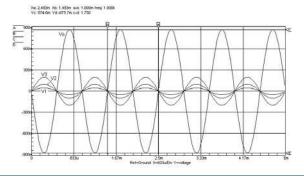



Figura 11.4 Nel circuito sommatore della figura 11.3, la tensione V_o di uscita è pari alla somma delle tre tensioni presenti sull'ingresso dell'operazionale moltiplicata per il guadagno

essendo $R_8 = R_6$, ha guadagno unitario sul segnale in uscita da A_4.
Il terzo segnale V_3, dall'uscita dell'inseguitore A_3 va all'op-amp A_5 che, dovendosi sommare $4V_3$, ha un guadagno pari a 4 in configurazione non invertente. Il guadagno dell'op-amp A_6 è unitario essendo $R_8 = R_7$. Sull'uscita dell'op-amp A_5 ci sarà quindi un segnale pari a $4\ V_3 = 8$ V.
Sull'uscita dell'op-amp A_6, ci sarà quindi il segnale:

$$V_{o1} = -(V_1 - 3V_2 + 4V_3)$$

Per rendere questo segnale positivo, così come richiesto, è necessario ricorrere all'ulteriore stadio invertente A_7.
La figura 11.5 *b* mostra le forme d'onda, ricavate in simulazione, della tensione di uscita V_o il cui valore da picco a picco è proprio di 4 V, e delle tre tensioni $V_1 = 1\ V$, $3V_2 = -6\ V$ e $4V_3 = 8\ V$ presenti, rispettivamente, a monte delle resistenze R_1, R_6 e R_7.

11.2 CIRCUITO DERIVATORE

Svolge, in modo attivo, la funzione del circuito *C-R*. La figura 11.6 espone la configurazione elementare del circuito derivatore che viene prevalentemente utilizzato come generatore di forme d'onda. Poiché l'uscita è proporzionale alla derivata del segnale di ingresso, trova anche un vasto impiego come circuito di base per la misura della velocità di variazione del medesimo segnale.

Con riferimento al nodo *K* e considerando nulla la corrente entrante nell'input (–) dell'operazionale, per le correnti si ha:

$$I_i = I_f \qquad [11.8]$$

Essendo:

$$I_i = (V_i - V_K) / (1/j\omega C_1) \qquad I_f = (V_K - V_o) / R_f$$

sostituendo nella [11.8] si ricava:

$$(V_i - V_K) / (1/j\omega C_1) = (V_K - V_o) / R_f$$

Ma poiché il punto *K* è a potenziale di massa (massa virtuale), l'espressione precedente diviene:

$$V_i / (1 / j\omega C_1) = - V_o / R_f$$

Per la tensione di uscita V_o si ha quindi

8-9 aprile 2006
Orario:
9.00-13.00
15.00-18.30

Figura 11.5a *Circuito sommatore che esegue l'operazione di cui all'esempio 11.1*

l'espressione:

$V_o = - j\omega\ V_i\ C_1\ R_f$ [11.9]

Più rapidamente, essendo $I_i = I_f$ la corrente che attraversa il condensatore C_1, ed essendo il punto K a massa, per la tensione V_o (valore istantaneo) si ha:

$V_o = - R_f\ I_i$ [11.10]

ma poiché, sempre con riferimento ai valori istantanei, è:

$I_i = C_1\ (dV_i\ /dt)$

la [11.10], sostituendo, assume la forma:

$V_o = - R_f\ C_1\ (dV_i\ /d_t)$ [11.11]

coincidente con la [11.9]. L'espressione [11.9], o l'equivalente [11.11], indica la diretta proporzionalità fra la tensione di uscita e la derivata della tensione di ingresso. Se pertanto, si applica in ingresso il segnale $V_i = V_M$ sen $\omega\ t$, in uscita si avrà un segnale $V_o = \omega\ R_f\ C_i\ V_M$ cos $\omega\ t$ ossia, un segnale di valore massimo $\omega\ R_f\ C_i\ V_M$ e sfasato di 90° in ritardo rispetto a V_i.

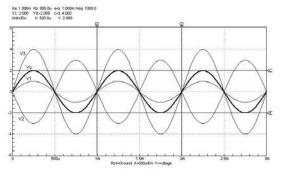



Figura 11.5b *La tensione V_o di uscita nel sommatore di cui all'esempio 11.1 e alla figura 11.5a, ha un valore da picco a picco di 4 V così come indica la posizione reciproca dei marker orizzontali c e d.*

Il circuito di cui alla figura 11.6 è puramente teorico dal momento che presenta due inconvenienti entrambi causati dalla capacità posta in ingresso: poiché il guadagno è dato dal rapporto fra la resistenza R_f e la reattanza di C_1, e poiché X_{C1} diminuisce all'aumentare della frequenza, il guadagno aumenta all'aumentare della frequenza determinando una notevole instabilità di funzionamento. In secondo luogo, sempre per il comportamento della reattanza capacitiva, all'aumentare della frequenza diminuisce anche la resistenza di ingresso dello stadio consentendo il passaggio, e l'amplificazione, di segnali ad alta frequenza diversi dal segnale utile. In questa condizione infatti lo stadio della figura 11.6 si comporta da amplificatore invertente con impedenza di ingresso eguale a X_{C1}.

Per ovviare a ciò, nella pratica si fa ricorso al circuito della figura 11.7 dove in serie alla capacità C_1 si è posta la resistenza R_i<<R_f.

A frequenze elevate la capacità si comporta come un cortocircuito e quindi la resistenza di ingresso è data dal valore attribuito alla R_i: l'operazionale, in questa condizione, si comporta da amplificatore invertente con guadagno pari quindi a R_f/R_i. A frequenze sufficientemente basse l'impedenza del condensatore è maggiore della resistenza R_i (X_{C1}>>R_i). Quest'ultima può quindi essere trascurata e lo stadio si comporta da derivatore, ossia come il derivatore fondamentale della figura 11.6.

Indicata con f_i la frequenza del generico segna-

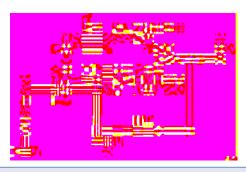



Figura 11.6 *Circuito derivatore di base*

le di ingresso, affinché il circuito della figura 11.7 si comporti da derivatore dev'essere quindi $f_i << 1/(2\ \pi\ R_i C_1)$, essendo $1/(2\ \pi\ R_i C_1)$ la frequenza alla quale la reattanza di C_1 eguaglia in valore la resistenza R_i.
Per ricavare la funzione di trasferimento, essendo la corrente I_i eguale alla corrente If, ed essendo il punto K a massa, si può scrivere:

$$\frac{V_i}{R_i + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{V_0}{R_f} \qquad [11.12]$$

Pertanto, per $A_{CL} = V_o/V_i$ si ha:

$$A_{CL} = \frac{V_0}{V_i} = \frac{j\omega C_1 R_f}{1 + j\omega C_1 R_i} \qquad [11.13]$$

il cui modulo e fase hanno, rispettivamente, espressione:

$$|A_{CL}| = \frac{\omega C_1 R_f}{\sqrt{1 + \omega^2 C_1^2 R_i^2}} \qquad [11.14]$$

$$\varphi = -90 - \text{arctg}\ \omega\ R_i C_1 \qquad [11.15]$$

Si supponga di pilotare il derivatore con un segnale sinusoidale di ampiezza pari a 2 V da picco a picco e avente una frequenza f = 1 kHz molto minore della frequenza $1/(2\ \pi\ R_i\ C_1)$. Con i valori dei componenti esposti in figura, dalla [11.14] si ottiene per A_{CL}:

$$|A_{CL}| = \frac{2 \times \pi \times 1000 \times 0{,}01 \times 10^{-6} \times 30000}{\sqrt{1 + (2 \times \pi \times 1000 \times 0{,}01 \times 10^{-6} \times 1000)^2}} = 1{,}88$$

Essendo $V_i = 2\ V$ da picco a picco e A_{CL} = 1,88, per $V_o = V_i\ A_{CL}$, si ha:

$$V_o = 2 \times 1{,}88 = 3{,}76\ V$$

La figura 11.8 riporta le tensioni di ingresso e di uscita nel derivatore di cui alla figura 11.7. La tensione V_o di uscita, per f = 1 kHz, ha un'ampiezza da picco a picco pari a 3,771 V (eguale quindi a quella calcolata), evidenziata dalla posizione reciproca dei marker orizzontali.
È infatti: $(c - d)$ = 3,771 V.
La stessa tensione è poi sfasata di circa 90° in ritardo rispetto alla V_i. È infatti $(a - b)$ = 260,1 µs a cui corrisponde un angolo di fase di circa 93,63°. A questo proposito la figura 11.9 riporta il diagramma di fase. Qui si può constatare come alla frequenza f = 1 kHz il segnale di uscita sia in ritardo di 93,63° rispetto al segnale di ingresso. Ciò è in accordo con quanto si ricava dall'espressione [11.15].
La figura 11.10 riporta quindi la risposta in frequenza. Nel primo tratto il guadagno, all'aumentare della frequenza, cresce di 20 dB per decade fino al punto di massimo dove, alla frequenza f_2, è $A_{CLmax} = R_f / R_i$. *Per* $f \rightarrow \infty$ (in effetti per

Figura 11.7 *Configurazione pratica di un circuito derivatore*

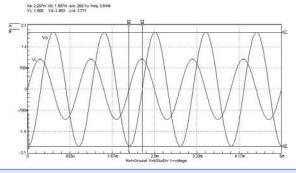



Figura 11.8 *Andamento delle tensioni di ingresso e di uscita nel circuito derivatore della figura 11.7*

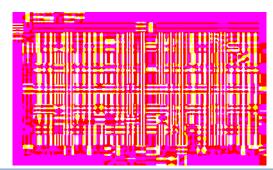



Figura 11.9 *Diagramma di fase per il derivatore della figura 11.7. Il segnale V_o in uscita è in ritardo di circa 93° rispetto al segnale V_i di ingresso*

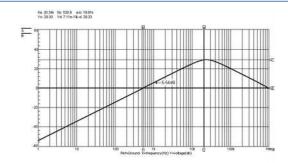



Figura 11.10 *Risposta in frequenza del derivatore di cui alla figura 11.7*

$f = f_2$) dalla [11.14] si ricava infatti $A_{CL} = R_f / R_i$. La distanza *(c – d)* fra gli omonimi marker orizzontali è infatti di 29,33 dB a cui corrisponde un guadagno puramente numerico pari a 29,27 che è circa eguale al rapporto R_f / R_i. Il circuito si comporta da derivatore fino alla frequenza f_2 il cui valore può ricavarsi con l'espressione:

$$f_2 = 1 / (2 \pi \cdot R_i C_1) \quad [11.16]$$

In questo diagramma si sono poi poste in evidenza la frequenza f_1 (posizione del marker *b* per il quale è *Xb* = 530,9 Hz) alla quale il guadagno è unitario (0 dB). L'espressione per il calcolo della frequenza *f* si ricava, quindi, ponendo $A_{CL} = 1$ nella [11.14]. Si ottiene così l'espressione:

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot \sqrt{R_f^2 - R_i^2}}$$

che per $R_f >> R_i$ diviene:

$$f_1 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot C_1 R_f) = 0{,}159 / (C_1 \cdot R_f) \quad [11.16]$$

Con i dati del circuito di cui alla figura 11.7 si ha pertanto:

$$f_1 = 0{,}159 / (0{,}01 \times 10^{-6} \times 30000) = 530 \text{ Hz}$$

che, in pratica, è il valore indicato dal marker verticale *b*.
In simulazione, alla frequenza di 1 kHz, il guadagno è risultato di 5,54 dB a cui corrisponde un valore numerico di A_{CL} eguale a 1,89. Anche questo valore coincide col valore su calcolato.

Esempio 11.2

Si dimensioni un circuito derivatore con un guadagno massimo pari a 10, per un segnale V_i di ingresso la cui frequenza varia fra 100 Hz e 100 kHz.

Soluzione
Poiché la frequenza f_i di ingresso varia fra 100 Hz e 100 kHz, dovendo essere:

$$f_i < 1 / (2 \pi R_i C_1)$$

può porsi $1 / (2 \pi \cdot R_i C_1) = 10 f_i$.
Considerando la frequenza massima del segnale di ingresso (100 kHz), dev'essere quindi:

$$1 / (2 \cdot \pi R_i \cdot C_1) = 1 \text{ MHz}$$

Posto, per esempio, C_1 = 0,001 μF, dall'espressione precedente si ricava R_i. Si ottiene quindi:

$$R_i = 1 / (2 \pi \times 0{,}001 \times 10^{-6} \times 10^6) = 159\Omega \Rightarrow R_i = 150\Omega$$

Poiché il guadagno massimo dev'essere pari a 10, per R_f si ricava:

$$R_f = 10 \times 150 = 1{,}5 \text{ k}\Omega$$

Il valore A_{CL} = 10 si ottiene per un valore della frequenza pari a 10 f_i, ossia alla frequenza di 1 MHz. La figura 11.11 riporta la risposta in frequenza del derivatore qui dimensionato. Si noti come alla frequenza di circa 100 kHz – posizione del marker verticale *b* – il guadagno, ricavabile analiticamente dalla [11.16], sia unitario, mentre il massimo guadagno si raggiunge alla frequenza di 1 MHz – posizione del marker verticale *a* – ossia alla frequenza 10 f_i = 10 x 10^5 impostata nel dimensionamento.
La frequenza di 1 MHz è quindi il limite oltre il quale cessa la funzione derivatrice del circuito che, infatti, da 1 MHz in poi, si comporta da integratore. La figura 11.12 riporta, infine, la caratteristica risposta del circuito derivatore a un segnale a onda quadra.

Codice MIP 248106

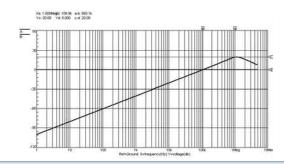



Figura 11.11 Risposta in frequenza del circuito derivatore di cui all'esempio 11.2

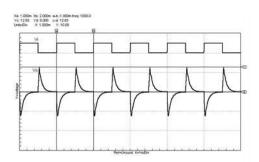



Figura 11.12 Risposta (V_o) del circuito derivatore della figura 11.7 a un segnale V_i di ingreso a onda quadra

ABBONATI SUBITO

Compila, ritaglia e spedisci via fax questo coupon allo **02-66508225**

Spedisci questa pagina in busta chiusa a:
INWARE Edizioni
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)

Chiamaci allo **02-66504755**

Abbonati on-line sul sito
www.farelettronica.com/abbonamento

DATI PERSONALI

Nome . . . .

Cognome . . . .

Via . . . . n° . . . .

Cap . . . . Città . . . . Prov . . . .

Tel . . . . Fax. . . . .

Email . . . .

Ragione Sociale . . . .

P.Iva . . . . ❍ Ricevuta

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o tramite email a info@inwaredizioni.it

SCELTA DELLA TIPOLOGIA DI ABBONAMENTO
barrare la tipologia prescelta

❍ Riceverò 11 NUMERI di FARE ELETTRONICA **pagando solo €45,00** anzichè €60,50

❍ Riceverò 11 NUMERI di FARE ELETTRONICA e 11 NUMERI di FIRMWARE **pagando solo €69,50*** anzichè €90,00

MODALITÁ DI PAGAMENTO
barrare la modalità prescelta

❍ **CARTA DI CREDITO**
❑ American Express ❑ Visa ❑ Mastercard
Titolare . . . .
n° . . . . scad . . . .

❍ **VERSAMENTO SUL CCP 22790232**
Allegare la ricevuta (o copia) del versamento intestato a **Inware Srl**, indicando nella causale: "Abbonamento Fare Elettronica"

❍ **BONIFICO BANCARIO**
Appoggiarlo su: **Poste Italiane - CIN: Z - ABI: 07601 CAB: 01600 - C/C: 000022790232** intestato ad **Inware srl**

❍ **ALLEGO UN ASSEGNO**
intestato a **Inware Srl**

Firma . . . .

*Offerta valida entro e non oltre il 15 Marzo 2006

Scopri sul retro di questo coupon i vantaggi a te riservati

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento - BancoPosta

€ sul C/C n. 22790232 di Euro

importo in lettere

INTESTATO A:
INWARE S.R.L.
VIA CADORNA 27 20032 CORMANO MI

ESEGUITO DA
VIA - PIAZZA
CAP
LOCALITÀ
CAUSALE
VS. E-MAIL
BOLLO DELL'UFFICIO POSTALE

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento - BancoPosta

€ sul C/C n. 22790232 di Euro

importo in lettere

TD 451

INTESTATO A:
INWARE S.R.L.
VIA CADORNA 27 20032 CORMANO MI

CAUSALE
VS. E-MAIL
ESEGUITO DA
VIA - PIAZZA
CAP
LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFFICIO POSTALE
codice bancoposta

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOTTOSTANTE
importo in euro numero conto td

AUT. DB/SISB/E 17550 del 03/03/2005

22790232< 451>

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOPRASTANTE!

AVVERTENZE

Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.

La causale è obbligatoria per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.

Le informazioni richieste vanno riportate in modo identico in ciascuna delle parti di cui si compone il bollettino